



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 196 40 825 A 1**

⑤ Int. Cl.⁶:
H 04 L 9/00
H 04 J 9/00
H 04 H 9/00
H 04 Q 9/00

⑳ Aktenzeichen: 196 40 825.3
㉑ Anmeldetag: 2. 10. 96
㉒ Offenlegungstag: 11. 9. 97

DE 196 40 825 A 1

⑥⑥ Innere Priorität:

196 08 926.3 07.03.96

⑦① Anmelder:

Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung der
angewandten Forschung e.V., 80636 München, DE

⑦④ Vertreter:

Schoppe, F., Dipl.-Ing.Univ., Pat.-Anw., 81479
München

⑦② Erfinder:

Heuberger, Albert, Dipl.-Ing., 91056 Erlangen, DE;
Gerhäuser, Heinz, Dr.-Ing., 91344 Waischenfeld, DE;
Perthold, Rainer, Dipl.-Ing., 91052 Erlangen, DE;
Eberlein, Ernst, Dr.-Ing., 91091 Großenseebach, DE;
Plankenbühler, Roland, Dr.-Ing., 90475 Nürnberg,
DE; Schott, Hartmut, Dipl.-Ing., 91054 Erlangen, DE;
Neubauer, Christian, Dipl.-Ing., 90411 Nürnberg, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Codierer zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal und Decodierer zum
decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals

⑤⑦ Ein Codierer zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal wandelt das Audiosignal in einen Spektralbereich um, und bestimmt die Maskierungsschwelle des Audiosignals. Ein Pseudorauschesignal und ein Datensignal werden bereitgestellt und miteinander multipliziert, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen. Das gespreizte Datensignal wird mit der Maskierungsschwelle gewichtet und anschließend wird das Audiosignal und das gewichtete Datensignal überlagert. Ein Decodierer zum Herausziehen eines nicht hörbar in einem Audiosignal eingebrachten Datensignals tastet zunächst das Audiosignal ab und filtert anschließend das abgetastete Audiosignal nicht-rekursiv. Anschließend wird das gefilterte Audiosignal mit einem Schwellenwert verglichen, um das Datensignal wiederzugewinnen.

DE 196 40 825 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 07. 97 702 037/537

2/25

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf einen Codierer zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal, und auf einen Decodierer zum decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals.

Die Übertragung von nicht hörbaren Datensignalen in einem Audiosignal findet beispielsweise Anwendung bei der Reichweitenforschung für den Rundfunk. Die Reichweitenforschung dient dazu, die Zuhörerverteilung einzelner Radiostationen zuverlässig zu ermitteln. Im Stand der Technik sind unterschiedliche Verfahren bekannt, um die Zuhörerverteilung einzelner Radiostationen zu ermitteln.

Ein erstes Verfahren arbeitet derart, daß mittels eines Mikrophons, das von einem Hörer getragen wird, die Umgebungsgeräusche aufgezeichnet und mittels eines Referenzempfängers verglichen. Aus dem Vergleich läßt sich dann die Empfangsfrequenz des Rundfunkempfängers ermitteln.

Bei einem zweiten Verfahren werden die Umgebungsgeräusche in komprimierter Form mit der Information der genauen Uhrzeit in einem Speicher aufgezeichnet werden und anschließend an eine Zentrale übertragen werden. Dort werden die Daten von leistungsfähigen Rechnern mit Programmbeispielen verglichen, die während einer vorbestimmten Zeitdauer, beispielsweise eines Tages, aufgezeichnet wurden. Auf diese Art kann der gehörte Sender ermittelt werden.

Die oben beschriebenen Verfahren weisen die nachfolgenden Nachteile auf.

Das zuerst beschriebene System ist nicht anwendbar bei einem Mehrbandempfang, Mehrnormenempfang oder Mehrmedienempfang, da es nur auf die Übertragung von frequenzmodulierten Signalen beschränkt ist. Eine zusätzliche lokale Abstrahlung anderer Medien über freie FM-Kanäle ist aufgrund der Vielfalt der Programmquellen nur in Einzelfällen durchführbar. Ferner wird gemäß diesem Verfahren die gleiche Empfangsstärke benötigt, wie sie der Empfänger der Hörers aufweist. Bei einer guten Empfangsanlage oder z. B. im Auto ist diese Bedingung nicht zu realisieren. Ein weiterer Nachteil besteht in der Reaktionszeit zum Abstimmen des Referenzempfängers und der Korrelation, da diese mit dem Programmangebot anwächst und im Bereich von Minuten liegt. Der Stromverbrauch eines solchen Verfahrens ist durch die verwendeten Komponenten, den Empfänger, die Signalverarbeitung, usw., erheblich. Der Empfänger kann des weiteren nicht beliebig sparsam ausgestaltet werden, da durch den Stromverbrauch des Referenzempfängers unmittelbar die Großsignalfestigkeit bestimmt ist. Wiederum ein weiterer Nachteil besteht darin, daß durch das Vergleichsprinzip lediglich die Frequenz des empfangenen Signals bestimmt werden kann, wobei die Frequenzbelegung jedoch vom augenblicklichen Standort abhängt. Somit ist es notwendig, eine Information hinsichtlich des Standorts des Hörers zu erhalten, beispielsweise über die aktuellen Sendertabellen.

Das zweite, oben beschriebene Verfahren weist den Nachteil eines erheblichen Speicherbedarfs auf, da sich bei einer Aufzeichnung über 24 Stunden eine Nettodatenmenge von ca. 150 MB ergibt. Selbst bei einer guten Komprimierung um z. B. den Faktor 10 fallen täglich ca. 15 MB an Daten an. Somit sind die zu verwendenden Speicher groß und damit teuer und haben auch eine hohe Stromaufnahme. Weiter ist die Ermittlung der Re-

ferenzprogramme schwierig, da sie dezentral landesweit erfolgen muß. Wiederum ein weiteres Problem besteht in der Problematik des Datenschutzes, da die Audioinformationen unmittelbar aus der Umgebung der Testperson gesammelt und zu einer zentralen Auswertung transportiert werden.

Um die oben beschriebenen Probleme zu vermeiden wurden im Stand der Technik bereits mehrere Verfahren vorgeschlagen, bei denen ein Kennungssignal eines Senders in der Form eines Datensignals in das zu übertragende Audiosignal eingebracht wird. Das zu übertragende Datensignal ist in diesem Fall für den Zuhörer nicht hörbar.

Solche Verfahren sind beispielsweise in der WO 94/11989, GB 2260246 A, GB 2292506 A und in der WO 95/04430 beschrieben. Der Nachteil dieser Verfahren besteht darin, daß nicht sichergestellt werden kann, daß das Datensignal zu jedem Zeitpunkt der Übertragung des Audiosignals für den Zuhörer nicht hörbar ist.

Die US-A-5,450,490 beschreibt eine Vorrichtung und ein Verfahren zum Einschließen von Codes in Audiosignale und zum Decodieren derselben. Dieses System verwendet unterschiedliche Symbole, die mittels verschränkter Frequenzlinien codiert werden. Um sicherzustellen, daß die übertragenen Datensignale zu jeder Zeit nicht hörbar sind, wird hinsichtlich der einzelnen Frequenzen, aus denen sich die zu übertragenden Symbole zusammensetzen, eine Maskierungsbeurteilung durchgeführt. Der Nachteil dieses Verfahrens besteht darin, daß die Erzeugung von zu übertragenden Signalen sehr aufwendig ist.

Ausgehend von diesem Stand der Technik liegt der vorliegenden Erfindung die Aufgabe zugrunde, einen Codierer und einen Decodierer zum Einbringen und Herausziehen eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals zu schaffen, bei dem sichergestellt ist, daß das zu übertragende Datensignal vom menschlichen Ohr nicht wahrgenommen wird, gegenüber Interferenzerscheinungen unanfällig ist und eine gute Kanalausnutzung bildet, wobei das Datensignal sicher und einfach decodiert werden kann.

Diese Aufgabe wird durch einen Codierer gemäß Anspruch 1 und durch einen Decodierer gemäß Anspruch 15 gelöst.

Die vorliegende Erfindung schafft einen Codierer zum Einbringen eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal, der

- das Audiosignal in den Spektralbereich umwandelt;
- die Maskierungsschwelle des Audiosignals bestimmt;
- ein Pseudorauchsignal bereitstellt;
- ein Datensignal bereitstellt;
- das Pseudorauchsignal mit dem Datensignal multipliziert, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen;
- das gespreizte Datensignal mit der Maskierungsschwelle gewichtet; und
- das Audiosignal und das gewichtete Datensignal gewichtet.

Die vorliegende Erfindung schafft einen Decodierer zum Herausziehen eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals, der

- das Audiosignal abtastet;
- das abgetastete Audiosignal nicht-rekursiv fil-

tert; und

— das gefilterte Audiosignal mit einem Schwellenwert vergleicht, um das Datensignal wiederzugewinnen.

Ein Vorteil des erfindungsgemäßen Codierers und Decodierers besteht darin, daß Informationen in ein Audiosignal eingebracht werden, ohne daß sie vom menschlichen Ohr wahrgenommen werden, aber von einem Detektor sicher decodiert werden. Ein weiterer Vorteil der vorliegenden Erfindung besteht darin, daß die Spread-Spektrum-Modulation verwendet wird, bei der die Information bzw. das Datensignal in das gesamte Übertragungsband gespreizt wird, wodurch die Anfälligkeit gegenüber Interferenzerscheinungen und die Mehrwegausbreitung reduziert wird. Gleichzeitig ergibt sich eine gute Kanalausnutzung.

Gemäß der vorliegenden Erfindung wird die Nicht-hörbarkeit dadurch erreicht, daß das Audiosignal, welches beispielsweise ein Musiksinal ist, dem das Datensignal bzw. die Informationen beigefügt werden sollen, einer Psychoakustikberechnung unterzogen wird. Aus dieser wird die Maskierungsschwelle ermittelt und das Spread-Spektrum-Signal wird mit dieser gewichtet. Dies stellt sicher, daß zu keinem Zeitpunkt mehr Energie zur Datenübertragung verwendet wird, als psychoakustisch zulässig ist.

Gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung verwendet der Decodierer ein nicht-rekursives Filter (Matched-Filter). Der Vorteil besteht darin, daß dieses Filter zur Korrelation und Rekonstruktion verwendet werden kann, so daß sich das Verfahren zum Decodieren besonders einfach gestaltet, was im Hinblick auf eine spätere Hardwarerealisierung vorteilhaft ist. Ein erfindungsgemäßer Decodierer kann beispielsweise in der Form einer Armbanduhr vorgesehen sein, der leicht von Testpersonen getragen werden kann.

Bevorzugte Weiterbildungen der erfindungsgemäßen Verfahren sind in den Unteransprüchen definiert.

Nachfolgend werden anhand der beiliegenden Zeichnungen bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Codierers;

Fig. 2 eine Darstellung des Übertragungsrahmens, der zur Übertragung des Nutzsignals verwendet wird;

Fig. 3 ein Blockdiagramm des in Fig. 1 dargestellten Quellencodierungsblocks;

Fig. 4 ein Ausführungsbeispiel eines erfindungsgemäßen Decodierers

Fig. 5 ein Blockdiagramm des in Fig. 4 dargestellten Datendekodierers;

Fig. 6 ein Ausführungsbeispiel eines Systems zur Bestimmung der Zuhörerverteilung einer Radiostation, das die erfindungsgemäßen Verfahren zum Codieren und Decodieren verwendet;

Fig. 7 ein Ausführungsbeispiel eines Systems zur Bestimmung der Zuhörerverteilung einer Radiostation, das die erfindungsgemäßen Verfahren zum Codieren und Decodieren verwendet;

Fig. 8 ein Ausführungsbeispiel eines Systems zum Kennzeichnen von Audiosignalen mit einer eindeutigen Kennnummer zur Identifizierung von Tonträgern; und

Fig. 9 ein Ausführungsbeispiel eines Systems zur Fernsteuerung von Audiogeräten, das die erfindungsgemäßen Verfahren zum Codieren und Decodieren verwendet.

Nachfolgend wird anhand der Fig. 1 ein Ausführungsbeispiel eines Codierers näher beschrieben. Es wird darauf hingewiesen, daß die in Fig. 1 dargestellte Schaltung lediglich ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel darstellt, und die vorliegende Erfindung nicht darauf beschränkt ist.

Die in Fig. 1 dargestellte Codierschaltung besteht aus einem Transformationsblock 100, einem Psychoakustikblock 102, einem Datensignalgenerator 104, einem Quellencodierungsblock 105, einem Pseudo-Noise-Signalgenerator 106, einem BPSK-Basisbandmodulator 108 (BPSK = Binary Phase Shift Keying = binäre Phasenverschiebungstastung), einem BPSK-Modulator 110, einer Einrichtung zum Gewichten von zwei Signalen 112, einem Rücktransformationsblock 114 und einer Superpositions- bzw. Überlagerungseinrichtung 116. Bei dem in Fig. 1 dargestellten Ausführungsbeispiel sind der BPSK-Basisbandmodulator 108, der BPSK-Modulator 110 und die Einrichtung zum Gewichten von zwei Signalen 112 jeweils durch einen Multiplizierer gebildet. Ferner ist ein weiterer Transformationsblock 118 vorgesehen, der das Ausgangssignal $s(l)$ des BPSK-Modulators 110 in den Spektralbereich transformiert.

Der Transformationsblock 100 ist mit einem Eingang EIN der Schaltung verbunden. Der Ausgang des Transformationsblock 100 ist mit dem Psychoakustikblock 102 verbunden. Der Eingang der Schaltung ist ferner mit einem Eingang der Superpositionseinrichtung 116 verbunden.

Der Ausgang des Pseudo-Noise-Signalgenerators 106 ist mit einem Eingang des BPSK-Basisbandmodulators 108 verbunden und der Ausgang des Datensignalgenerators 104 mit dem Eingang des Quellencodierungsblocks 105 verbunden, dessen Ausgang wiederum mit dem anderen Eingang des BPSK-Basisbandmodulators 108 verbunden ist. Der Ausgang des BPSK-Basisbandmodulators 108 ist mit einem Eingang des BPSK-Modulators 110 verbunden, dessen anderer Eingang mit einem Signalgenerator (nicht dargestellt) verbunden ist, der ein cosinusförmiges Signal an den anderen Eingang des BPSK-Modulators 110 anlegt. Der Ausgang des BPSK-Modulators 110 ist mit dem weiteren Transformationsblock 118 verbunden, dessen Ausgang mit der Gewichtungseinrichtung 112 verbunden ist.

Der Ausgang des Psychoakustikblocks 102 ist ebenfalls mit der Gewichtungseinrichtung 112 verbunden. Der Ausgang der Gewichtungseinrichtung 112 ist mit einem Eingang des Rücktransformationsblocks 114 verbunden. Der Ausgang des Rücktransformationsblocks 114 ist mit einem weiteren Eingang der Superpositionseinrichtung 116 verbunden, wobei der Ausgang der Superpositionseinrichtung 116 mit einem Ausgang AUS der Schaltung verbunden ist.

Nachfolgend wird anhand der Fig. 1 ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Codierverfahrens näher beschrieben.

Zunächst wird am Eingang "EIN" ein Musiksinal $n(k)$ eingespeist, das beispielsweise als digitales PCM-Musiksinal vorliegt (PCM = Pulsed Code Modulation). Im Transformationsblock 100 wird das Musiksinal zunächst einer Fensterung mit Hanningfenster unterzogen und anschließend mittels einer schnellen Fourier-Transformation (FFT = fast fourier transformation) mit einer Länge von 1024 mit 50% Überlappung (Overlap) in den Spektralbereich umgewandelt. Danach liegt das Spektrum $N(\omega)$ des Musiksinals $n(k)$ mit 512 Frequenzlinien vor, das als Eingangssignal für die Psychoakustik 102 verwendet wird. Das Spektrum des Musiksinals wird

gleichzeitig an die Superpositionseinrichtung 116 angelegt, wie dies durch den Pfeil 120 verdeutlicht ist.

Im Psychoakustikblock 102 wird das Spektrum $N(\omega)$ in kritische Bänder (critical bands) aufgeteilt. Diese Bänder haben eine Breite von $1/3$ bark, was abhängig von Abtastfrequenz (im vorliegenden Beispiel beträgt diese z. B. 44,1 kHz oder 48 kHz) eine Bandanzahl von ca. 60 kritischen Bändern ergibt. Die Zuordnung der Frequenzen $f(\text{Hz})$ in Bänder $z(\text{bark})$ orientiert sich an der Bänderteilung, die das menschliche Ohr beim Hörvorgang vornimmt und ist beispielsweise im Standard ISO/IEC 11172-3 tabellarisch notiert. In diesen kritischen Bändern wird die Bandenergie durch Summation des Realteils und des Imaginärteils des Spektrums $N(\omega)$ gemäß der nachfolgenden Gleichung bestimmt:

$$E_i = \text{Re}(N(\omega_i))^2 + \text{Im}(N(\omega_i))^2$$

Diese Energieverteilung wird nun einer Spreizung unterworfen. Hierfür wird für jedes Band die sogenannte Spreizungsfunktion berechnet, wobei die Berechnung dem Standard ISO/IEC 11172-3 (1993) folgt. Anschließend werden die 60 erhaltenen Spreizungsverläufe mit den Bandenergien gefaltet und man erhält den Verlauf der Erregung. Aus dieser läßt sich unter Berücksichtigung des Verdeckungsmaßes die Maskierungsschwelle $W(z)$ für nichttonale Audiosignale mit einem Stützpunkt pro kritischem Band z berechnen.

Für tonale Audiosignale ist die Maskierungsschwelle $W(z)$ erheblich niedriger anzusetzen. Daher wird mit Hilfe einer Signalprädiktion ein Maß für die Tonalität für jede Frequenzlinie bestimmt. Die Prädiktion bestimmt aus den beiden zurückliegenden FFTs für jede Linie eine prädierten Vektor durch Addition der Phasen- und Betragsdifferenz zum Vektor der letzten FFT-Linie. Anschließend wird ein Fehlervektor durch Differenzbildung von prädiertem Vektor und tatsächlich aus der FFT erhaltenen Vektor gebildet.

Durch linienweise Betragsbildung des Fehlervektors berechnet sich ein Maß für die Unvorhersagbarkeit des Signals (engl. Abk. cw = chaos measure) für jedes ω . Aus dem "cw"-Wert, der Werte zwischen 0 — "sehr tonal" — und 1 — "nicht tonal" — annehmen kann, wird das Verdeckungsmaß, das bei der Berechnung der Maskierungsschwelle zu berücksichtigen ist, ausgerechnet.

Alternativ kann die Berechnung der Maskierungsschwelle auch anders erfolgen. Die aus der FFT erhaltenen Spektrallinien werden in kritische Bänder zusammengefaßt. Diese Bänder haben eine Breite von $1/3$ bark, was abhängig von Abtastfrequenz (im vorliegenden Beispiel beträgt diese z. B. 44,1 kHz oder 48 kHz) eine Bandanzahl von ca. 60 kritischen Bändern ergibt. Die Zuordnung der Frequenzen $f(\text{Hz})$ in Bänder $z(\text{bark})$ orientiert sich an der Bänderteilung, die das menschliche Ohr beim Hörvorgang vornimmt und ist beispielsweise im Standard ISO/IEC 11172-3 tabellarisch notiert. In diesen kritischen Bändern wird die Bandenergie durch Summation des Realteils und des Imaginärteils des Spektrums $N(\omega)$ gemäß der nachfolgenden Gleichung bestimmt:

$$E_i = \text{Re}(N(\omega_i))^2 + \text{Im}(N(\omega_i))^2$$

Es sei nun angenommen, daß in dem gesamten Band nur tonale Signale vorliegen. In diesem Fall (worst case) ergibt sich die Maskierungsschwelle um einen festen Betrag unter der Energieverteilung des Musiksignals. Als maximales Verdeckungsmaß können z. B. — 18 dB

angenommen werden. Der Vorteil dieses Verfahrens besteht darin, daß die Berechnung sehr einfach ist, da weder Faltungen noch Prädiktionen vorgenommen werden müssen. Der Nachteil ist, daß u. U. Energiereserven, die das Musiksignal an Verdeckung liefert nicht genutzt werden. Hat man jedoch eine ausreichende Verarbeitungsverstärkung (processing-gain) bereitgestellt, stört dieser Nachteil nicht.

$W(z)$ wird in nun in $W(\omega)$ umgerechnet, wobei diese Umrechnung gemäß dem Standard ISO/IEC 11172-3 erfolgt. Der Verlauf der Maskierungsschwelle $W(\cdot)$ liegt somit am Ausgang des Blocks 102 an, und zeigt an, bis zu welchem Energiepegel an dem Signal an einer Stelle ω Energie zugeführt werden darf, damit diese Änderung unhörbar bleibt.

Der Datensignalgenerator 104 (DSG) stellt das Nutzdatsignal $x(n)$ zur Verfügung, das im Regelfall zyklisch wiederholt wird, um jederzeit eine Decodierung in einem Decoder zu ermöglichen. Das Datensignal hat eine Bandbreite von beispielsweise 50 Hz. Die Daten am Ausgang des DSG 104 liegen als Binärsignal vor und haben eine niedrige Bitrate $1/T_x$ im Bereich von 1—100 Bit/s. Das Spektrum dieses Signals muß im Vergleich zum Spektrum des Signals, das von dem PN-Signalgenerator 106 mit ω_x abgegeben wird, sehr schmalbandig sein.

Die Nutzdatsignale $x(n)$ bestehen bei dem in Fig. 1 beschriebenen Ausführungsbeispiel aus Worten mit einer Länge von 11 Bit. Diese Datenworte sind in einem Rahmen (Frame) eingebaut, der eine Länge zwischen 26 und 29 Bit hat. In Fig. 2 ist der Aufbau eines solchen Übertragungsrahmens näher dargestellt. Der Übertragungsrahmen 200 umfaßt vier Abschnitte 202, 204, 206, 208. Der erste Abschnitt ist ein Synchronwort 202, das aus sieben Bits (Bits 0 bis 6) besteht und bei dem in Fig. 2 dargestellten Beispiel durch die Bitfolge 1111110 gebildet ist. Der zweite Abschnitt 202 dient dem Fehlerschutz und besteht aus vier Bits (Bits 7 bis 10). Der dritte Abschnitt 206 enthält das Datenwort, das eine Länge von 11 Bits hat (Bits 11 bis 21). Der vierte Abschnitt 208 enthält eine Überprüfungssumme (Checksumme) aus vier Bits (Bits 22 bis 25).

Der Fehlerschutz (Abschnitt 204 in Fig. 2) wird durch einen nichtsystematischen (15,11)-Hammingcode realisiert. Mit diesem Blockcode lassen sich alle 1-Bit-Fehler korrigieren. Bei Mehr-Bit-Fehlern wird das erhaltene Datenwort als falsch verworfen. Der Vorteil dieses Codes besteht darin, daß er ohne großen Rechneraufwand durch einfache Matrixmultiplikation realisierbar ist und damit auch hinsichtlich des Dekodierverfahrens geeignet ist.

Da der Übertragungskanal bitorientiert arbeitet muß der Übertragungsrahmen mit einem HDLC-Protokoll übertragen werden (HDLC = high-level data link control = hochstufige Datenverbindungssteuerung). Diese Protokoll ist derart modifiziert, daß nicht nur nach sechs aufeinanderfolgenden "1"-Bits eine "0" eingefügt wird, sondern auch nach sechs "0"-Bits eine "1". Diese Modifikation ist erforderlich, um Phasendrehungen, die auf dem Kanal auftreten können, zu erkennen und zu korrigieren.

Der Übertragungsrahmen 200 wird durch den Quellencodierungsblock 105 (Fig. 1) aufgebaut. In Fig. 3 ist der Quellencodierungsblock 105 im Detail dargestellt.

Dem Quellencodierungsblock 105 werden von dem Datensignalgenerator 104 die Datensignale bereitgestellt. Am Eingang 302 des Blocks 105 liegen die Daten als Datenworte mit 11 Bit Länge vor, wie dies in Fig. 3

dargestellt ist. Der Übertragungsrahmen wird nun derart aufgebaut, daß zunächst der Fehlerschutz in einem ersten Block 304 durch den (15,11)-Hammingcode realisiert wird. Der Rahmen hat nun eine Länge von 15 Bits. Anschließend wird in einem zweiten Block 306 die Überprüfungssumme dem Rahmen zugefügt. Die Länge ist danach 19 Bits. Im Block 318 erfolgt die erforderliche Codierung des Übertragungsrahmens durch einen HDLC-Codierer, was zu einer Länge des Rahmens von 19 bis 22 Bits führt. Das am Ausgang des Block 308 vorliegende Binärsignal wird nun in ein antipodisches Signal umgewandelt. Dies kann z. B. mit der Zuordnung $0 \rightarrow 1$ und $1 \rightarrow -1$ erfolgen. Um den Rahmen zu vervollständigen wird diesem im Block 310 das Synchronwort zugefügt. Am Ausgang 312 des Quellencodierungsblocks 105 liegt der Übertragungsrahmen mit einer Länge von 26 bis 29 Bits an, der dem BPSK-Basisbandmodulator 108 zugeführt wird.

Der Pseudo-Noise-Signalgenerator 106 (PNSG) stellt das Spreizungssignal $g(l)$ mit der Bitrate $1/T_g$ bereit. Die Bandbreite ω_g dieses Signals bestimmt die Bandbreite ω_s des Spread-Spektrum-Signals und legt bei dem in Fig. 1 dargestellten Ausführungsbeispiel im Bereich von 6 kHz. Die höheren Frequenzen, die ein hochwertiges Musiksignal bietet, wurden unter Berücksichtigung des Frequenzgangs der Wiedergabegeräte (z. B. Kofferradios) außer Acht gelassen. Der PNSG 106 ist gemäß einem Ausführungsbeispiel als rückgekoppeltes Schieberegister aufgebaut und liefert eine pseudozufällige Pseudo-Noise-Sequenz (PN Sequenz) der Länge N . Diese Sequenz muß im Decoder zur Decodierung des Signals bekannt sein.

Das Verhältnis T_x/T_n wird als Spreizungsfaktor bezeichnet und bestimmt direkt das Signal-Rausch-Verhältnis, bis zu dem das Verfahren noch zuverlässig arbeitet. Gemäß dem hier beschriebenen Ausführungsbeispiel beträgt der Spreizungsfaktor 128 und damit das Signal-Rausch-Verhältnis $S/N = 10 \log_{10}(T_x/T_n) = -21$ dB.

Das vorliegende Binärsignal $g(l)$ des PNSG 106 wird nun in ein antipodisches Signal umgewandelt. Dies kann z. B. mit der Zuordnung $0 \rightarrow 1$ und $1 \rightarrow -1$ erfolgen. Nach dieser Formatierung ist das Signal aufbereitet und wird dem BPSK-Basisbandmodulator zugeführt.

Der BPSK-Basisbandmodulator 108 gestaltet sich bei der Verwendung antipodischer Signale einfach, da eine Abtastwertweise Multiplikation der BPSK-Modulation entspricht. Das sich ergebende Signal $h(l) = g(l)x'(n)$ hat eine Bandbreite von $\omega_h \approx 6$ kHz. Die Amplitudenwerte sind -1 und 1 . Das Signal hat das Hauptmaximum bei 0 Hz, liegt also im Basisband vor.

Das Basisbandsignal $h(l)$ wird nun dem BPSK-Modulator 110 zugeführt. Dort wird das Basisbandsignal $h(l)$ auf einen cosinusförmigen Träger $\cos(\omega t)$ aufmoduliert. Die Frequenz des Trägers beträgt die Hälfte der Bandbreite des Spreizbandsignals im Basisband. Somit kommt die erste Nullstelle des modulierten Spektrums bei 0 Hz zu liegen. Dadurch kann das Signal auf Kanälen übertragen werden, deren Übertragungsfunktion im Bereich von 0 bis 100 Hz stark dämpft, wie dies bei Audioübertragungen über Lautsprecher und Mikrofon zu erwarten ist.

Alternativ kann die Modulation statt mit einem Trägercosinus auch durch geeignete Codierung erfolgen. Durch seine besondere Eigenschaft mittelwertfrei zu sein, kann auch der Manchester-Code Verwendung finden. Durch seine Mittelwertfreiheit kommt somit hier auch bei 0 Hz keine Energie des Spreizbandsignals zu

liegen, was für die Übertragbarkeit wichtig ist. Die Codierungsvorschrift für den Manchester-Code lautet $0 \rightarrow 10$ und $1 \rightarrow 01$. Die Anzahl der Bits verdoppeln sich also.

Das Zeitsignal $s(l)$, das am Ausgang des BPSK-Modulators 110 anliegt, wird nun mittels einer schnellen Fourier-Transformation im Transformationsblock 118 in den Spektralbereich transformiert, so daß am Ausgang des Blocks 118 $S(\omega)$ anliegt.

Der spektrale Verlauf des gespreizten Nutzsignals $S(\omega)$ wird nun mit dem Verlauf der Maskierungsschwelle $W(\omega)$ durch den Gewichtungsbereich 112 gewichtet, was dazu führt, daß an keiner Stelle im Audiospektrum mehr Rauschenergie durch das Spread-Spektrum-Signal eingebracht wird, als das menschliche Ohr wahrnehmen kann. In Bezug auf die Demodulation des Nutzsignals wirkt sich der statisch verändernde Verlauf der Energieverteilung im Nutzsignal nur geringfügig aus, da das Verfahren gerade in diesem Zusammenhang besonders leistungsfähig ist.

Anschließend erfolgt eine Rücktransformation durch eine inverse schnelle Fourier-Transformation im Block 114, so daß das codierte Musiksignal wieder im Zeitbereich vorliegt. Bei der Rücktransformation sind die 50% Überlappung zu beachten.

Beim Block 116 wird das psychoakustisch gewichtete Nutzsignal im Zeitbereich zum Musiksignal $n(k)$ addiert.

Am Ausgang "AUS" liefert der Codierer ein digitales PCM-Signal $n_c(k)$, das auf einer beliebigen Übertragungsstrecke übermittelt werden kann, solange diese eine Bandbreite von mindestens 6 kHz aufweist.

Alternativ zu dem oben beschriebenen Ausführungsbeispiel kann anstelle des Eingangs der Schaltung der Ausgang des Transformationsblocks 100 zusätzlich mit der Überlagerungseinrichtung 116 verbunden sein. In diesem Fall erfolgt eine Überlagerung des spektralen Spreizungssignals und des spektralen Audiosignals und anschließend die Rücktransformation in den Zeitbereich.

Nachfolgend wird ein bevorzugtes Ausführungsbeispiel einer Decodierschaltung beschrieben, die zur Ausführung eines bevorzugten Ausführungsbeispiels des erfindungsgemäßen Verfahrens zum Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals verwendet wird.

Der Decodierer umfaßt ein Mikrofon 400, das ein beispielsweise von einem Rundfunkempfänger abgestrahltes Musiksignal empfängt. Der Ausgang des Mikrophons 400 ist mit dem Eingang eines Tiefpasses 402 verbunden, dessen Ausgang mit einem Verstärker 404 mit automatischer Verstärkungssteuerung verbunden ist. Der Ausgang des Verstärkers 404 ist mit einem Analog/Digital-Wandler 406 verbunden. Der Ausgang des Analog/Digital-Wandler 406 ist mit dem Eingang eines nicht-rekursiven Filters 408 (matched FIR-Filter) verbunden, dessen Ausgang mit einem Eingang eines Bit-synchronisationssteuerungsblocks 410 verbunden ist. Der Ausgang des Blocks 410 ist mit dem Eingang eines Datendecodierers 412 verbunden. Am Ausgang des Datendecodierers 412 liegt das decodierte Datensignal vor.

Nachfolgend wird ein Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Decodierers anhand der Fig. 4 beschrieben. Das vom Rundfunkempfänger abgestrahlte Musiksignal $n_c(k)$ wird vom Mikrofon 400 in elektrische Signale umgewandelt und dem Tiefpaß 402 zugeführt. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses 402 ist so bemessen, daß die Frequenzanteile, in denen keine Daten einmoduliert sind, stark gedämpft werden. Bei dem vorliegenden Ausführungsbeispiel ist die Grenzfrequenz gleich 6 kHz.

Die Tiefpaßfilterung dient dazu, Überfaltungen zu vermeiden, die durch das später stattfindende Abtasten des Signals entstehen können.

Der Verstärker 404 mit automatischer Verstärkungssteuerung (AGC = Automatic Gain Control) stellt eine konstante Momentanleistung des Eingangssignals vor dem A/D-Wandler 406 sicher. Dies ist erforderlich, um kanalbedingte zeitweise Dämpfungen ausgleichen zu können. Es wird daraufhingewiesen, daß der Decodierer sowohl hardwaremäßig als auf softwaremäßig realisierbar ist. Im Fall einer softwaremäßigen Realisierung kann auf den Verstärker 404 verzichtet werden.

Der A/D-Wandler führt eine Abtastung und Digitalisierung des Signals durch.

Das angepaßte (matched) Filter 408 besteht aus einem FIR-Filter bzw. einem nicht-rekursiven Filter. Das Filter 408 enthält als Koeffizienten die umgekehrte Folge der PN-Sequenz des Senders. Die PN-Sequenz des Pseudoräuschsignals kann beispielsweise manchestercodiert sein. In diesem Fall enthält das Filter 408 als Koeffizienten die umgekehrte manchestercodierte Folge der PN-Sequenz des Senders. Somit erzeugt das Filter 408 bei maximaler Korrelation eine Spitze am Ausgang, deren Vorzeichen dem übertragenen Symbol entspricht. Der Filterausgang liefert also im Abstand der Länge $2 \cdot N$ der PN-Sequenz Spitzen, die die übertragenen Daten darstellen. Da die Spitzen nicht zu jeder Zeit eindeutig zu bestimmen sind, ist dem Filter 408 der Bitsynchronisationssteuerungsblock 410 nachgeschaltet.

Die Synchronisationssteuerung im Block 410 sucht im Ausgangssignal des Filters 408 Spitzen, die sich eindeutig von dem Rauschgrund abheben. Ist eine solche Spitze gefunden, wird synchron zu der Länge der PN-Sequenz in den Ausgang des Filters 408 hineingetastet, um die übertragenen Symbole zurückzugewinnen. Erscheint während dieser Zeit eine eindeutige Spitze, wird der Abtastzeitpunkt entsprechend korrigiert.

Der Ausgang des Blocks 410 liefert einen Bitstrom, der im nachfolgenden Datendekodierer 412 bearbeitet wird. Dieser Bitstrom stellt im Fall, daß am Eingang des Mikrophons 402 kein gültig codiertes Signal anliegt, eine zufällige Folge von Bits dar. Ist der Dekodierer bitsynchronisiert, enthält der Bitstrom die gesendeten Daten.

Im Datendekodierer 412 erfolgt die Dekodierung des Nutzdatensignals aus dem Bitstrom vom Block 410. Anhand der Fig. 5 wird nachfolgend der Datendekodierer näher beschrieben. Der Datendekodierer 412 umfaßt einen Eingang EIN, der mit einem Rahmensynchronisationsblock 502 und einem HDLC-Decodierblock 504 verbunden ist. Der Block 502 gibt ein Auslöse- bzw. Triggersignal an den Block 504 aus. Der Ausgang des Blocks 504 ist mit dem Eingang eines Hamming-Fehlerkorrekturblocks 506 verbunden, dessen Ausgang mit dem Eingang eines Überprüfungssummenblocks 508 verbunden ist. Anschließend an den Block 508 erfolgt eine Hammingdatenberechnung im Block 410. Der Ausgang des Blocks 410 ist mit dem Ausgang AUS des Datendecodierers 412 verbunden, an dessen Ausgang das Datenwort mit einer Länge von 11 Bits anliegt.

Der Rahmensynchronisationsblock 502 empfängt den Eingangsbitstrom und sucht darin das Synchronisationswort 202. Ist es gefunden, wird der HDLC-Decodierer 504 getriggert und die Eingangsdaten entsprechend decodiert. Anschließend erfolgt die Syndromberechnung und die Fehlerkorrektur durch den Hammingcode. Über das bitfehlerkorrigierte 15-Bitwort wird die Prüf-

summe berechnet und mit den übertragenen Bits verglichen. Sind alle diese Operationen erfolgreich, werden die 15 Bits mit dem Hammingcode decodiert und die 11 übertragenen Datenbits aus dem Decodierer ausgegeben.

Es wird darauf hingewiesen, daß die im vorhergehenden beschriebenen Verfahren zum Codieren und zum Decodieren lediglich bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung darstellen, auf die die Erfindung nicht beschränkt ist.

Die wesentlichen Merkmale des erfindungsgemäßen Codierverfahrens zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal sind das Umwandeln des Audiosignals in den Spektralbereich, das Bestimmen der Maskierungsschwelle des Audiosignals, das Bereitstellen eines Pseudoräuschsignals, das Bereitstellen des Datensignals, das Multiplizieren des Pseudoräuschsignals mit dem Datensignal, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen, das Gewichten des gespreizten Datensignals mit der Maskierungsschwelle und das Überlagern des Audiosignals und des gewichteten Signals.

Die wesentlichen Merkmale des erfindungsgemäßen Verfahrens zum Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals sind das Abtasten des Audiosignals, das nicht-rekursive Filtern des abgetasteten Audiosignals, und das Vergleichen des gefilterten Audiosignals mit einem Schwellenwert, um das Datensignal wiederzugewinnen.

Nachfolgend wird anhand der Fig. 6 ein System gemäß der vorliegenden Erfindung zum Bestimmen der Zuhörerverteilung einzelner Radiostationen anhand eines Kennungssignals näher beschrieben. Das anhand der Fig. 6 beschriebene System verwendet zum Einbringen des Kennungssignals in das übertragene Audiosignal, das im vorhergehenden beschriebene Codierungsverfahren, und verwendet zum Decodieren des Signals aus dem empfangenen Audiosignal, das oben beschriebene Decodierverfahren.

Das anhand der Fig. 6 beschriebene System ermöglicht es, die Zuhörerverteilung der einzelnen Radiostationen zuverlässig zu ermitteln. Das System ist unabhängig von den verwendeten Empfangsgeräten, so daß den unterschiedlichen Hörgewohnheiten Rechnung getragen werden kann.

Die Rundfunkübertragung kann ebenfalls über unterschiedliche Medien erfolgen:

- FM (analog)
- Kabel (analog und digital)
- DAB (220 MHz terrestrisch; 1,5 GHz terrestrisch und satellitengestützt)
- ADR
- Analoge Satelliten Unterträger (Fernsehsatelliten)
- LW/MW/KW
- Fernsehton

Es ist landesspezifisch, welche Medien für eine Auswertung relevant sind, jedoch ermöglicht es das in Fig. 6 dargestellte System die oben aufgeführten Medien zu unterstützen. Die Erfassung der Hörer-Reichweite erfolgt in einem vorbestimmten Zeitabstand, der abhängig vom jeweiligen Einzelfall einstellbar ist. Gemäß einem Beispiel kann der Zeitabstand 10 Sekunden betragen. Ferner muß festgelegt werden, wie aktuell die Auswertung zu sein hat. Gemäß dem in Fig. 6 dargestellten Beispiel eines Systems werden die Hörerdaten über

Nacht erfaßt. Bei anderen Ausführungsbeispielen kann es ausreichend sein, das Erfassungsgerät alle 4 Wochen zur Datenauswertung einzusenden.

Das System, wie es in Fig. 6 näher dargestellt ist, umfaßt ein Erfassungsgerät, das seitens der Hörer eine hohe Akzeptanz erreicht, um die Zuverlässigkeit der Datenerhebung sicherzustellen. Um eine möglichst umfassende Datenermittlung sicherzustellen, wird das Erfassungsgerät am Körper des Testhörers bzw. Probanden getragen, und es handelt sich hierbei um ein kleines Gerät mit ausreichender Batterieversorgung, wie beispielsweise durch Akkus, das im Design ansprechend und in der Handhabung einfach ist. Die Akkus werden in einer Lade- bzw. Dockingstation nachgeladen.

Das erfindungsgemäße System ist in Fig. 6 in seiner Gesamtheit mit dem Bezugszeichen 600 versehen. Das System 600 besteht aus folgenden Komponenten. Ein Audiosignal wird in einer Radiostation 602 erzeugt und mittels eines Kennungsgebers 604 mit einem Kennungssignal beaufschlagt. Die Beaufschlagung des Audiosignals durch den Kennungsgeber 604 erfolgt unter Verwendung des oben beschriebenen Codierverfahrens zum Einbringen eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal. Das mit dem Kennungssignal beaufschlagte Audiosignal wird an eine Antenne 606 weitergeleitet, die eine Abstrahlung 608 des Audiosignals bewirkt. Ein Rundfunkempfänger 610 bestehend aus einer Antenne 612, einem Empfängergerät 614 und zwei Lautsprechern 616 empfängt das abgestrahlte Audiosignal. Das von der Antenne 612 empfangene Audiosignal wird über den Empfänger 614 und die Lautsprecher 616 in ein hörbares Audiosignal 618 umgewandelt, das von einem Erfassungsgerät 620 empfangen wird. Bei dem in Fig. 6 dargestellten Ausführungsbeispiel ist das Empfangsgerät 620 in der Form einer Armbanduhr ausgestaltet. Das Erfassungsgerät 620 ist wirksam, um aus dem empfangenen Audiosignal 618 das Kennungssignal herauszuziehen. Dies erfolgt mittels des erfindungsgemäßen Verfahrens zum Decodieren eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals. Das Kennungssignal, das von dem Empfangsgerät 620 bestimmt wird, wird in dem Empfangsgerät zwischengespeichert. Eine sogenannte Docking-Station 622 ist vorgesehen, um die Armbanduhr 620 beispielsweise während der Nacht aufzunehmen, um eine Übertragung der gespeicherten Kennungsdaten zu bewirken. Die Docking-Station 622 ist über eine Leitung 624 und eine entsprechende Verbindungsstelle 626, an die auch noch ein Fernsprecher 628 anschließbar ist, mit einem Kommunikationsnetzwerk 630 verbunden, das bei einem Ausführungsbeispiel das Telephonnetz ist. Über das Kommunikationsnetzwerk 630 werden die von dem Empfangsgerät 620 gespeicherten Daten bzw. Kennungsdaten an eine Zentrale 632 gesendet, die einen Rechner 634 aufweist, um die empfangenen Daten auszuwerten. Der Rechner 634 ist über eine Leitung 636 mit einem Modem 638 verbunden, das seinerseits über eine Leitung 640 und eine weitere Verbindungseinrichtung 642 mit dem Kommunikationsnetzwerk 630 verbunden ist.

Mit dem in Fig. 6 dargestellten System ist es möglich, tagesaktuell die Hörerdaten von ausgewählten Radiostationen zuverlässig zu ermitteln, wobei die zeitliche Auflösung des Systems im Bereich weniger Sekunden liegt. Durch die wenig aufwendige Technik kann das System kostengünstig realisiert werden.

Nachfolgend wird anhand der Fig. 7 ein System gemäß der vorliegenden Erfindung zum Bestimmen der Senderreichweite einer Radiostation anhand eines Kennungssignals näher beschrieben.

Das anhand der Fig. 7 beschriebene System verwendet zum Einbringen des Kennungssignals in das übertragene Audiosignal, das im vorhergehenden beschriebene Codierungsverfahren, und verwendet zum Decodieren des Signals aus dem empfangenen Audiosignal, das oben beschriebene Decodierverfahren.

Das erfindungsgemäße System ist in Fig. 7 in seiner Gesamtheit mit dem Bezugszeichen 700 versehen. Bei dem System 700 wird ein Audiosignal in einer Radiostation 702 zum Beispiel in einem Studio 704 erzeugt und mittels eines Kennungsgebers bzw. Kodierers 706 mit einem Kennungssignal beaufschlagt. Die Beaufschlagung des Audiosignals durch den Kennungsgeber 706 erfolgt unter Verwendung des oben beschriebenen Codierverfahrens zum Einbringen eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal. Das mit dem Kennungssignal beaufschlagte Audiosignal wird an eine Antenne 708 weitergeleitet, die eine Abstrahlung 710 des Audiosignals bewirkt. Ein Rundfunkempfänger 712, beispielsweise ein Testempfänger, bestehend aus einer Antenne 714 und einem Empfängergerät 716 empfängt das abgestrahlte Audiosignal. Der in Fig. 7 dargestellte Empfänger 716 dient lediglich dazu, das Audiosignal zu empfangen. Da es bei diesem Ausführungsbeispiel lediglich um die Feststellung der Senderreichweite geht, kann auf eine Wiedergabe des gesendeten Audiosignals verzichtet werden. Ein Vorteil dieser Vorgehensweise besteht darin, das zum Feststellen der Senderreichweite nicht nur ein begrenzter Bandbereich in dem Audiosignal zur Übertragung des Datensignals verwendet werden kann. Es ist möglich, die gesamte Bandbreite des gesendeten Audiosignals zu verwenden. Dadurch kann entweder die Dekodiersicherheit oder die übertragene Datenmenge gesteigert werden.

Bei dem in Fig. 7 dargestellten Ausführungsbeispiel ist der Decodierer 718, der das Verfahren zum Decodieren ausführt, durch einen Computer 720 gebildet, der das Verfahren softwaretechnisch realisiert. Wie in Fig. 7 zu sehen ist, ist der Empfänger 716 wirksam über eine Leitung oder ein Kabel 722 mit einer sogenannten Soundkarte 724 in dem Computer verbunden, um eine Verarbeitung des Audiosignals durch den Computer zu ermöglichen. Die Übertragung von dem Empfänger 712 zu dem Decodierer 718 über die Leitung 722 erfolgt analog. Mit anderen Worten wird das empfangene Audiosignal direkt vom Empfänger 712 in den Decodierer 718 eingespeist.

Der Decodierer 718 ist über eine Leitung 724 mit einem Modem 728 verbunden, das seinerseits über eine weitere Leitung 730 mit einer entsprechenden Verbindungsstelle 732 verbunden ist. Die Verbindungsstelle 732 ist mit einem Kommunikationsnetzwerk 734, beispielsweise mit einem Fernsprechnetz, verbunden. Über das Kommunikationsnetzwerk 734 werden die aus dem Datensignal erfaßten Daten bzw. Kennungsdaten an eine Zentrale 736 gesendet, die einen Rechner 738 aufweist, um die empfangenen Daten auszuwerten. Der Rechner 738 ist über eine Leitung 740 mit einem Modem 742 verbunden, das seinerseits mit dem Kommunikationsnetzwerk 734 verbunden ist.

Anhand der Fig. 8 wird nachfolgend ein System zum Kennzeichnen von Audiosignalen beschrieben, das dazu dient, Tonträger und Kopien von Tonträgern anhand des in das Audiosignals eingebrachten Kennungssignals zu identifizieren. Der Vorteil besteht darin, daß dadurch ermöglicht wird, eventuelle Raubkopien ohne weiteres zu identifizieren, da jeder einzelne Tonträger mit einer

individuellen Kennung ab Werk versehen ist.

In Fig. 8a ist schematisch die Herstellung eines Tonträgers, wie zum Beispiel einer Compact Disk "CD", in einem Preßwerk 800 dargestellt. Das Preßwerk 800 umfaßt eine Abspielvorrichtung 802, in der ein Masterband läuft, das die auf eine CD aufzubringenden Audiosignale enthält. Die CD wird in einem Preßwerk 804 gepreßt. Zwischen Preßwerk 804 und Abspielvorrichtung 802 ist ein Codierer 806 angeordnet. Durch den Codierer wird jeder CD ein Kennungssignal zugeordnet, das in das Audiosignal eingebracht wird. Die Codierung erfolgt gemäß dem oben beschriebenen Codierverfahren. Um die Erzeugung individueller Kennungssignale für einzelne CDs sicherzustellen, ist dem Codierer 806 ein Zähler zugeordnet, der beispielsweise fortlaufende Identifikationsnummern als Kennungssignal bereitstellt, das in das Audiosignal eingebracht wird.

Anhand der Fig. 8b wird die Wirkungsweise der Kennungen auf einzelnen CDs näher erläutert. Eine CD 808, die mit einer individuellen Kennung versehen ist, wird mehrmals kopiert, wie dies durch die schematisch dargestellten Abspielgeräte 810 angedeutet ist. Die Kopien können sowohl analog als auch digital erstellt werden.

Nachdem die Kennung in dem Audiosignal eingebaut ist, wird diese auch bei einer Übertragung des Audiosignals in Form einer Tondatei (Soundfile) über das Internet beibehalten, wie die in Fig. 8 durch das Bezugszeichen 812 angedeutet ist. Auf diese Weise können Rückschlüsse auf die Sounddatei auf dem Tonträger vorgenommen werden.

Nachfolgend wird ein weiteres Ausführungsbeispiel anhand der Fig. 9 beschrieben. In Fig. 9 ist ein System zur Fernsteuerung von Audiogeräten dargestellt, das die erfindungsgemäßen Verfahren zum Codieren und Decodieren verwendet.

Das erfindungsgemäße System ist in Fig. 9 in seiner Gesamtheit mit dem Bezugszeichen 900 versehen. Bei dem System 900 wird ein Audiosignal in einer Radiostation 902 zum Beispiel in einem Studio 904 erzeugt. Mittels eines Kodierers 706 wird ein Datensignal bzw. Steuerungssignal in das Audiosignal eingebracht. Die Beaufschlagung des Audiosignals durch den Kodierer 906 erfolgt unter Verwendung des oben beschriebenen Codierverfahrens zum Einbringen eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal. Das mit dem Signal beaufschlagte Audiosignal wird an eine Antenne 908 weitergeleitet, die eine Abstrahlung 910 des Audiosignals bewirkt. Ein Empfänger 912, bestehend aus einer Antenne 914 und einem Empfängergerät 916 empfängt das abgestrahlte Audiosignal. In dem Empfänger 916 ist ein Decodierer vorgesehen, der das in dem Audiosignal enthaltene Datensignal gemäß dem oben beschriebenen Decodierverfahren herauszieht. Der Empfänger ist derart aufgebaut, daß er auf das Datensignal reagiert, um beispielsweise die Aufzeichnung eines Musikprogramms eines Radiosenders zu beginnen. Aufgrund des aus dem Audiosignal herausgezogenen Datensignals bewirkt der Empfänger, daß ein Aufnahmegerät 918 aktiviert wird, mit dem das gesendete Audiosignal aufgezeichnet wird. Hierdurch wird für Radios in System geschaffen, das ein Verfahren bereitstellt, das dem "VPS"-Verfahren beim Fernsehen vergleichbar ist.

Gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung wird ein System geschaffen, daß einen parallel zum Audiosignal arbeitenden Datenkanal in Audiogeräten, die digitale Daten verarbeiten, bereitstellt. Dieser Datenkanal hat eine niedrige Bitrate, in den Informationen gemäß dem oben beschriebenen

Verfahren eingebracht werden, und gemäß dem oben beschriebenen Decodierverfahren herausgezogen werden.

Es wird darauf hingewiesen, daß der im vorhergehenden beschriebene Codierer und Decodierer lediglich bevorzugte Ausführungsbeispiele sind. Die wesentlichen Merkmale des Codierers zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals in ein Audiosignal sind das Umwandeln des Audiosignals in den Spektralbereich, das Bestimmen der Maskierungsschwelle des Audiosignals, das Bereitstellen eines Pseudorauschsignals, das Bereitstellen des Datensignals, das Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen, das Gewichten des gespreizten Datensignals mit der Maskierungsschwelle und das Überlagern des Audiosignals und des gewichteten Signals.

Die wesentlichen Merkmale des Decodierers zum Herausziehen nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals sind das Abtasten des Audiosignals, das nicht-rekursive Filtern des abgetasteten Audiosignals, und das Vergleichen des gefilterten Audiosignals mit einem Schwellenwert, um das Datensignal wiederzugewinnen.

Patentansprüche

1. Codierer zur Einbringung eines nicht hörbaren Datensignals ($x(n)$) in ein Audiosignal ($n(k)$), der
 - das Audiosignal ($n(k)$) in den Spektralbereich umwandelt;
 - die Maskierungsschwelle ($W(\omega)$) des Audiosignals bestimmt;
 - ein Pseudorauschsignal bereitstellt;
 - ein Datensignal bereitstellt;
 - das Pseudorauschsignal mit dem Datensignal multipliziert, um ein frequenzmäßig gespreiztes Datensignal zu schaffen;
 - das gespreizte Datensignal mit der Maskierungsschwelle gewichtet; und
 - das Audiosignal und das gewichtete Datensignal gewichtet.
2. Codierer nach Anspruch 1, der das Audiosignal durch eine schnelle Fourier-Transformation in den Spektralbereich umwandelt.
3. Codierer nach Anspruch 1 oder 2, der bei der Bestimmung der Maskierungsschwelle
 - das Spektrum des Audiosignals in kritische Bänder (z) aufteilt;
 - die Energie in jedem kritischen Band bestimmt;
 - die Spreizungsfunktion für jedes kritische Band berechnet;
 - die Spreizungsverläufe aller kritischen Bänder mit den Bandenergien faltet, um den Verlauf der Anregung zu erhalten;
 - die Unvorhersagbarkeit des Signals bestimmt;
 - das Verdeckungsmaß aus der Tonalität bestimmt; und
 - die Maskierungsschwelle aus der Anregung unter Berücksichtigung des bestimmten Verdeckungsmaßes berechnet.
4. Codierer nach Anspruch 1 oder 2, der bei der Bestimmung der Maskierungsschwelle
 - das Spektrum des Audiosignals in kritische Bänder (z) aufteilt;
 - die Energie in jedem kritischen Band be-

- stimmt;
 — die Maskierungsschwelle aus den Bandenergien unter Berücksichtigung des Verdeckungsmaßes für die tonale Verdeckung bestimmt.
5. Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 4, bei dem das Pseudorauschsignal eine Bandbreite von 6 kHz hat.
6. Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 5, bei dem das Datensignal eine Bandbreite von 50 Hz hat.
7. Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 6, der das Datensignal durch einen Blockcode kanalcodiert.
8. Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 7, der vor dem Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal das Pseudorauschsignal und das Datensignal in antipodische Signale umwandelt.
9. Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 8, der beim Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal
- eine BPSK-Basisbandmodulation des Datensignals mit dem Pseudorauschsignal bewirkt;
 - eine BPSK-Modulation des modulierten Signals aus dem mit einem Trägersignal, dessen Frequenz im Bereich des hörbaren Audiospektrums liegt, bewirkt; und
 - das modulierte Signal in den Spektralbereich umwandelt.
10. Codierer nach Anspruch 9, bei dem das Trägersignal cosinusförmig ist und eine Frequenz von 3 kHz hat.
11. Codierer nach Anspruch 9, bei dem das Multiplizieren des Pseudorauschsignals mit dem Datensignal durch eine Manchester-Codierung des Pseudorauschsignals erfolgt.
12. Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 8, der vor dem Umwandeln des modulierten Spreizbandsignals das gewichtete Datensignal in den Zeitbereich transformiert.
13. Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 8, der vor dem Umwandeln des modulierten Spreizbandsignals das gewichtete Datensignal mit dem Audiosignal im Spektralbereich überlagert und das überlagerte Signal anschließend in den Zeitbereich zurücktransformiert.
14. Codierer nach Anspruch 12 oder 13, der die Rücktransformation in den Zeitbereich durch eine schnelle Fourier-Transformation bewirkt.
15. Decodierer zum Herausziehen eines nicht hörbar in einem Audiosignal enthaltenen Datensignals, der
- das Audiosignal abtastet;
 - das abgetastete Audiosignal nicht-rekursiv filtert;
 - und
 - das gefilterte Audiosignal mit einem Schwellenwert vergleicht, um das Datensignal wiederzugewinnen.
16. Decodierer nach Anspruch 15, der das Audiosignal mit einem Mikrophon empfangen wird.
17. Decodierer nach Anspruch 15 oder 16, der das Audiosignal vor dem Abtasten Tiefpaß-filtert und verstärkt.
18. Decodierer nach einem der Ansprüche 15 bis 17, der bei der Wiedergewinnung des Datensignals
- einen Korrelatorpeak auffindet;
 - die Bitsynchronisation steuert, und
 - eine Rahmensynchronisation und eine Kanaldekodierung durchführt.
19. System zum Bestimmen der Zuhörerverteilung einzelner Radiostationen anhand eines Kennungssignals, mit einem Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 14, der das Kennungssignal in das Audiosignal einbringt, und mit einem Decodierer nach einem der Ansprüche 15 bis 18, der das Kennungssignal aus dem gesendeten Audiosignal herauszieht.
20. System zum Bestimmen der Senderreichweite einer Radiostation anhand eines Kennungssignals, mit einem Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 14, der das Kennungssignal in das Audiosignal einbringt, und mit einem Decodierer nach einem der Ansprüche 15 bis 18, der das Kennungssignal aus dem gesendeten Audiosignal herauszieht.
21. System zum Kennzeichnen von Audiosignalen mit einer eindeutigen Kennnummer zur Identifizierung der Quellen von Kopien von Tonträgern, mit einem Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 14, der die Kennnummer in das Audiosignal einbringt, und mit einem Decodierer nach einem der Ansprüche 15 bis 18, der die Kennnummer aus dem gesendeten Audiosignal herauszieht.
22. System zum Fernsteuern von Audiogeräten anhand eines Steuerungssignals, mit einem Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 14, der das Steuerungssignal in das Audiosignal einbringt, und mit einem Decodierer nach einem der Ansprüche 15 bis 18, der das Steuerungssignal aus dem gesendeten Audiosignal herauszieht.
23. System zum Fernsteuern von Audiogeräten anhand eines Steuerungssignals nach Anspruch 21, bei dem die Aufzeichnung eines Audiosignals in einem Aufnahmegerät durch das Steuerungssignal begonnen und/oder beendet wird.
24. System zum Bereitstellen eines zum Audiosignal parallel arbeitenden Datenkanals mit niedriger Bitrate in digital verarbeitenden Audiogeräten, mit einem Codierer nach einem der Ansprüche 1 bis 14, der die Informationen in das Audiosignal einbringt, und mit einem Decodierer nach einem der Ansprüche 15 bis 18, der die Informationen aus dem gesendeten Audiosignal herauszieht.

Hierzu 7 Seite(n) Zeichnungen

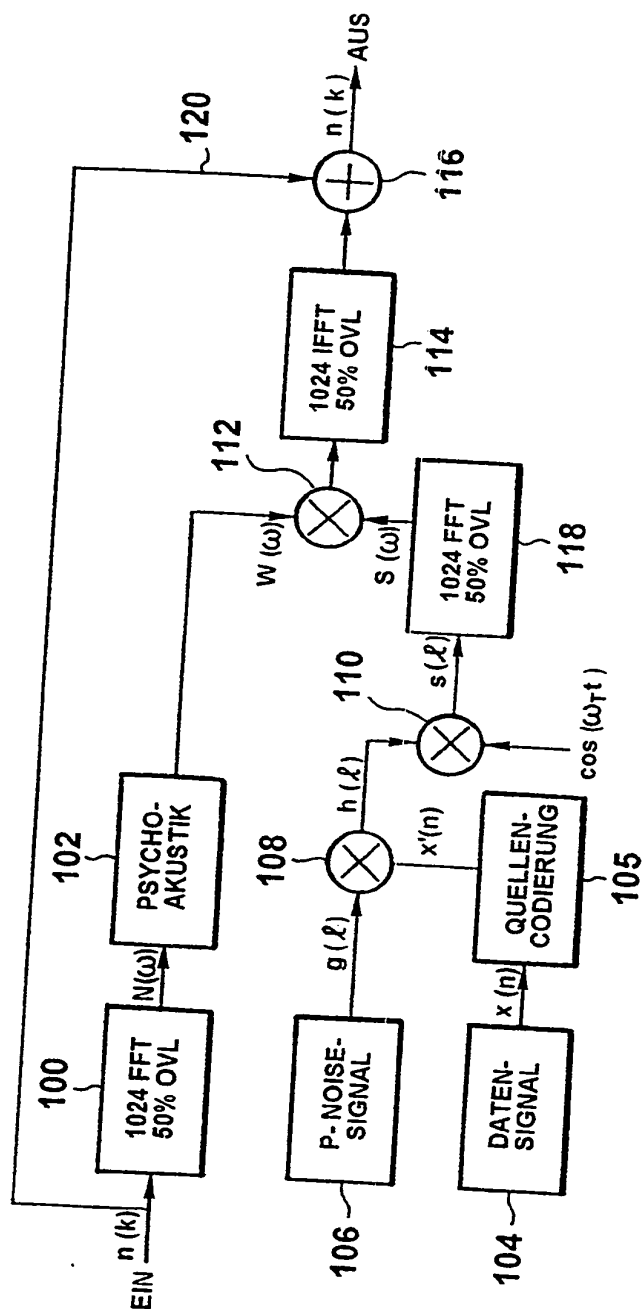
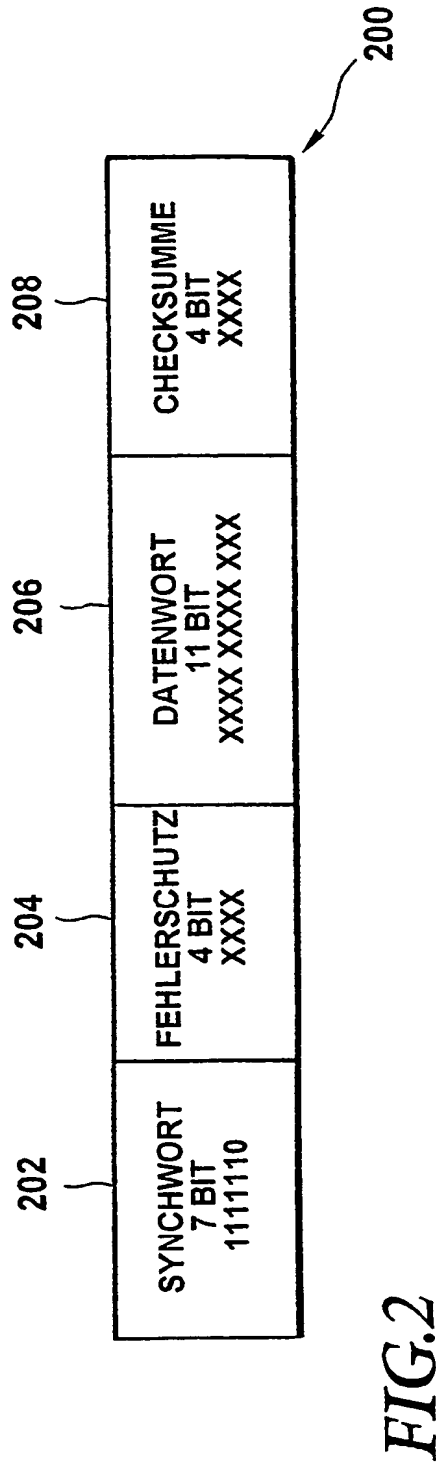
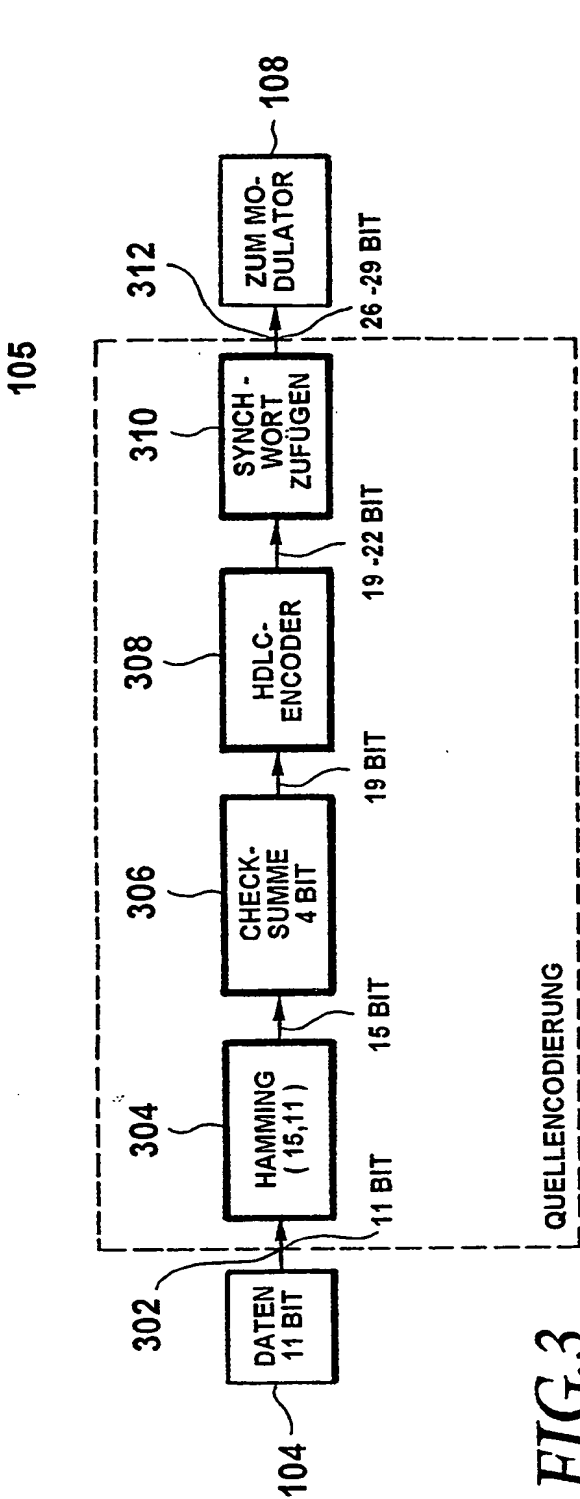


FIG. 1



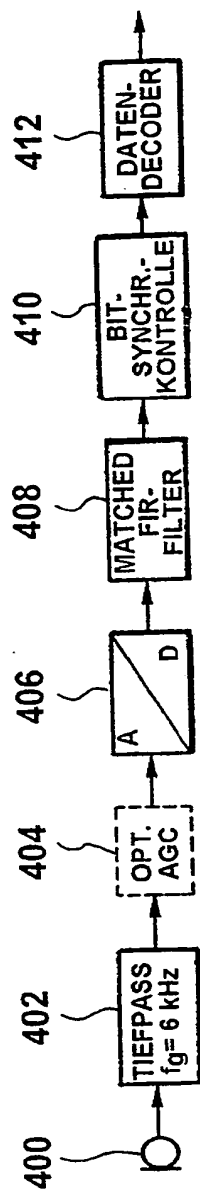


FIG. 4

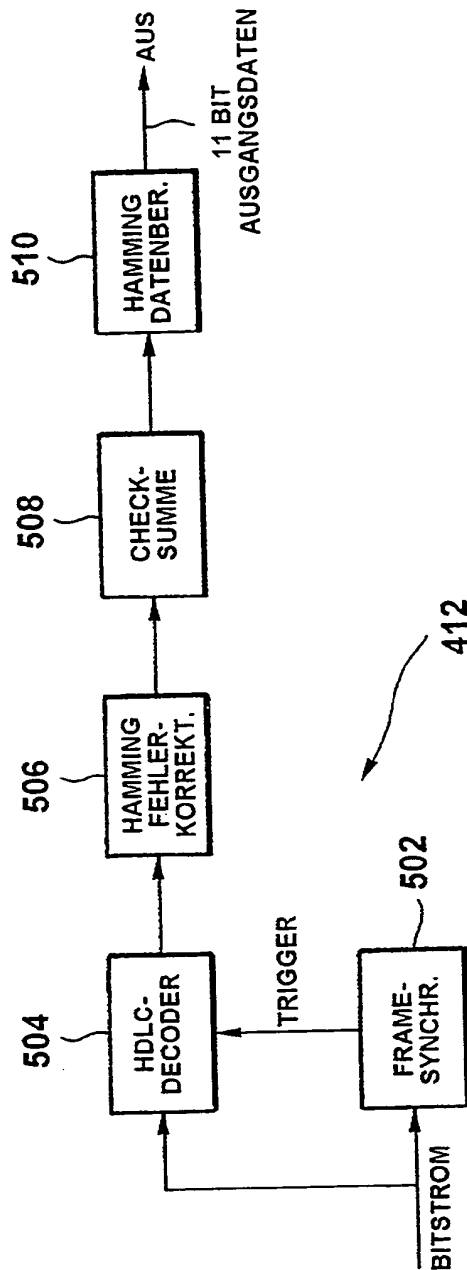
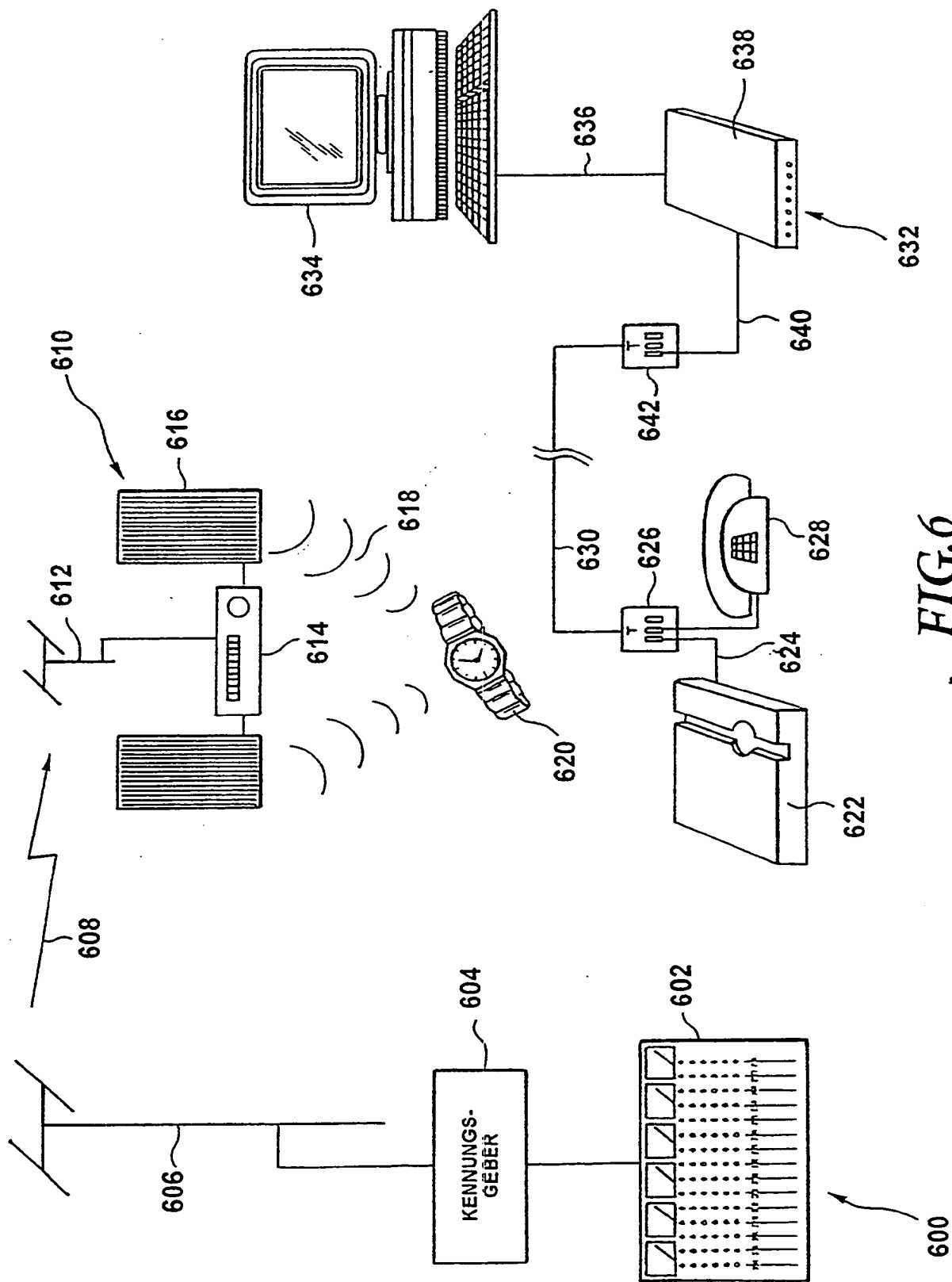
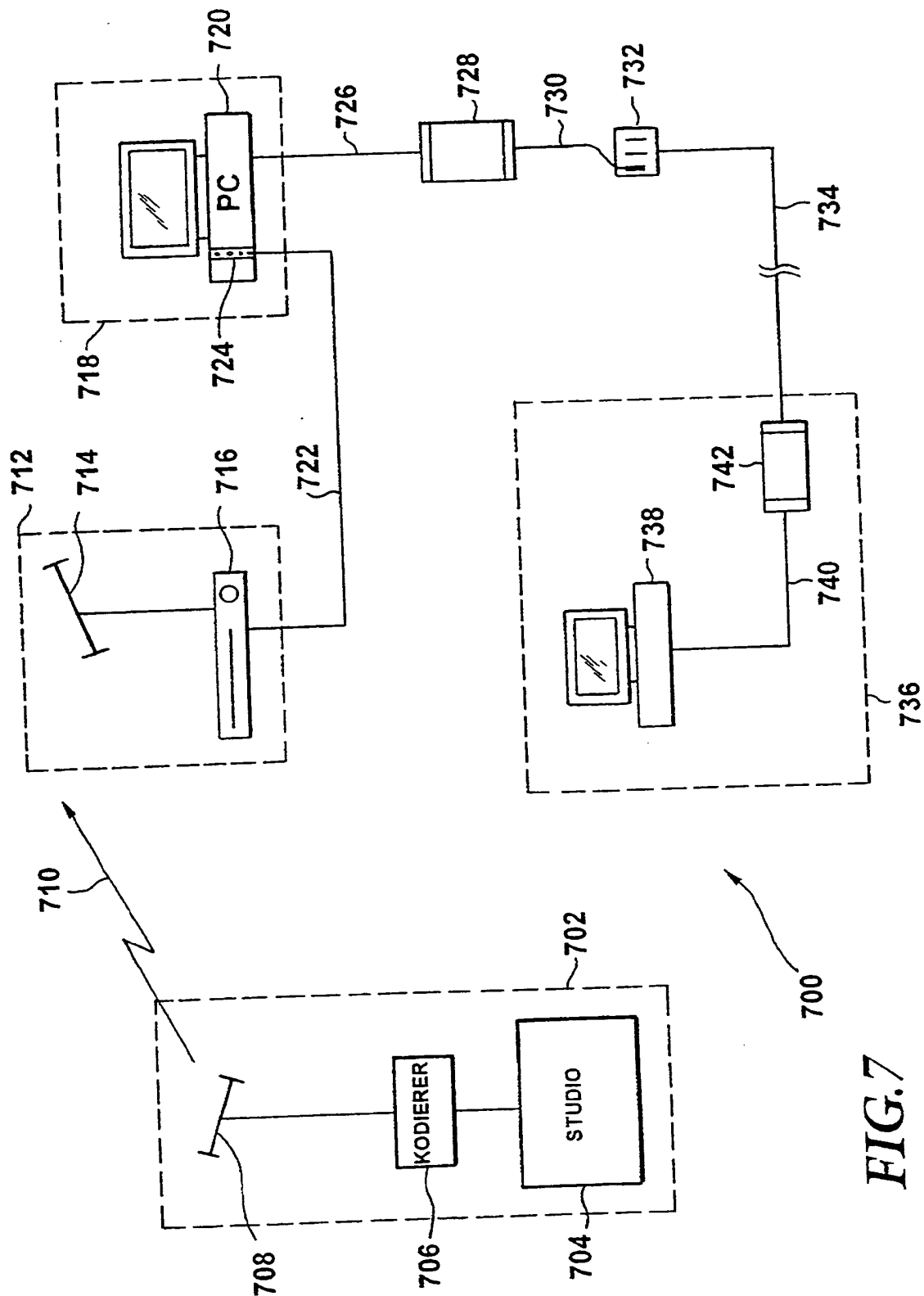


FIG. 5





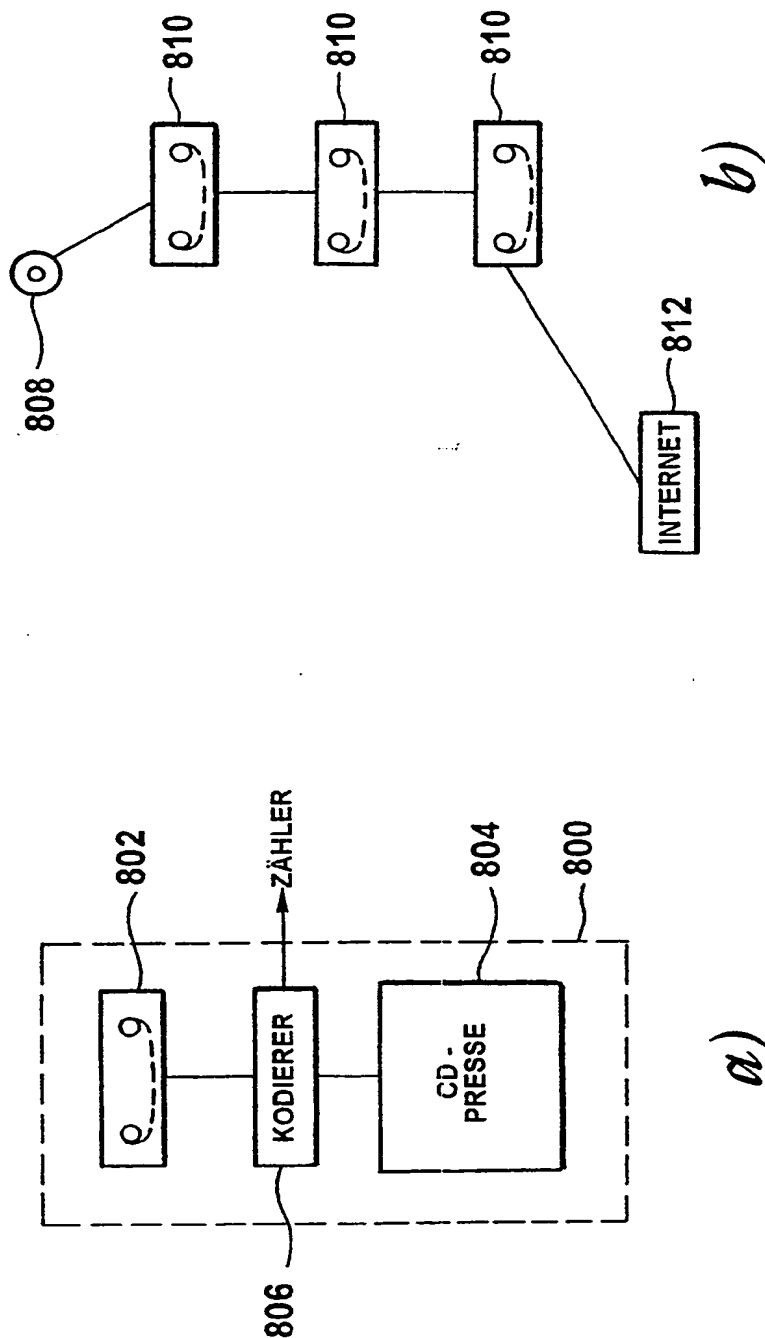


FIG.8

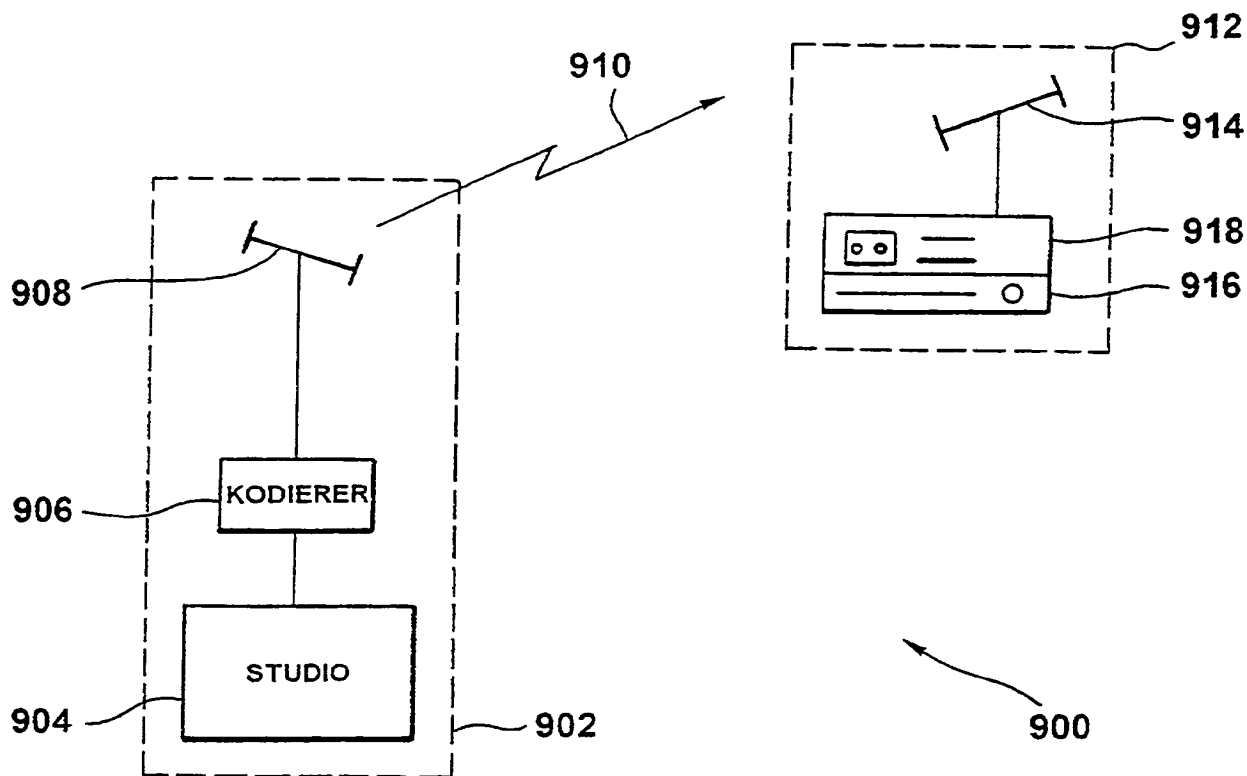


FIG. 9

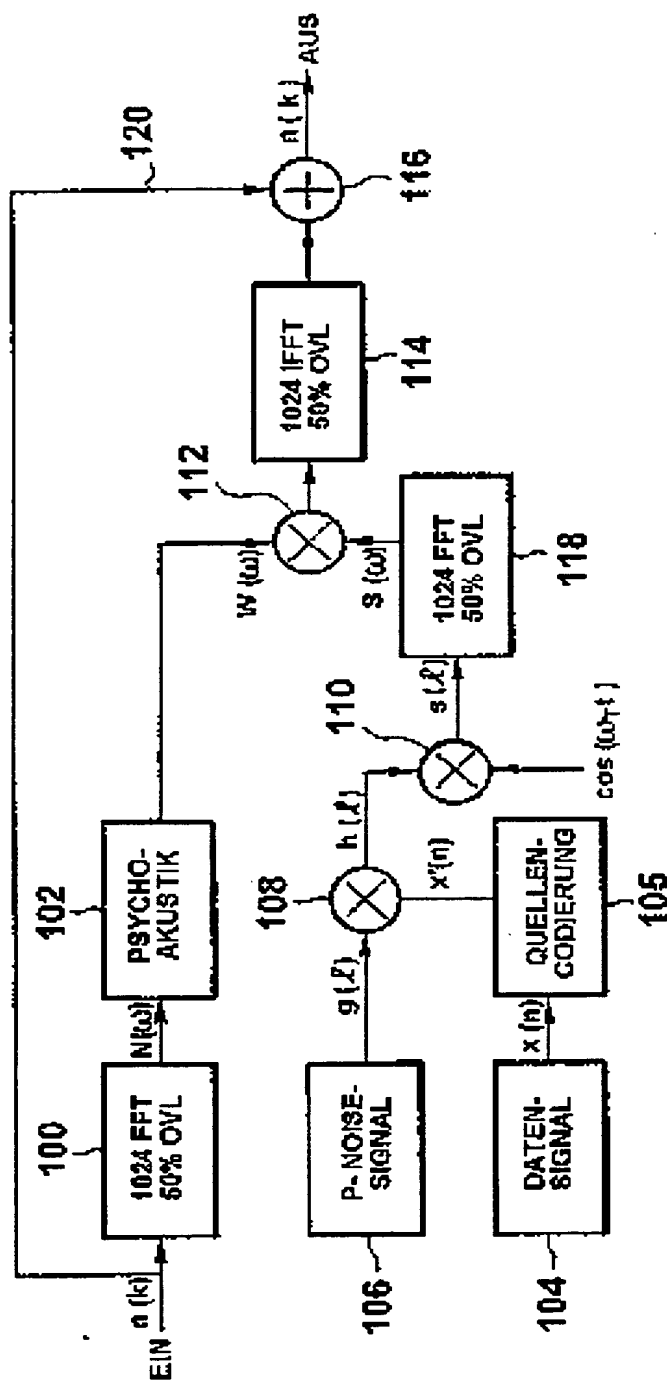
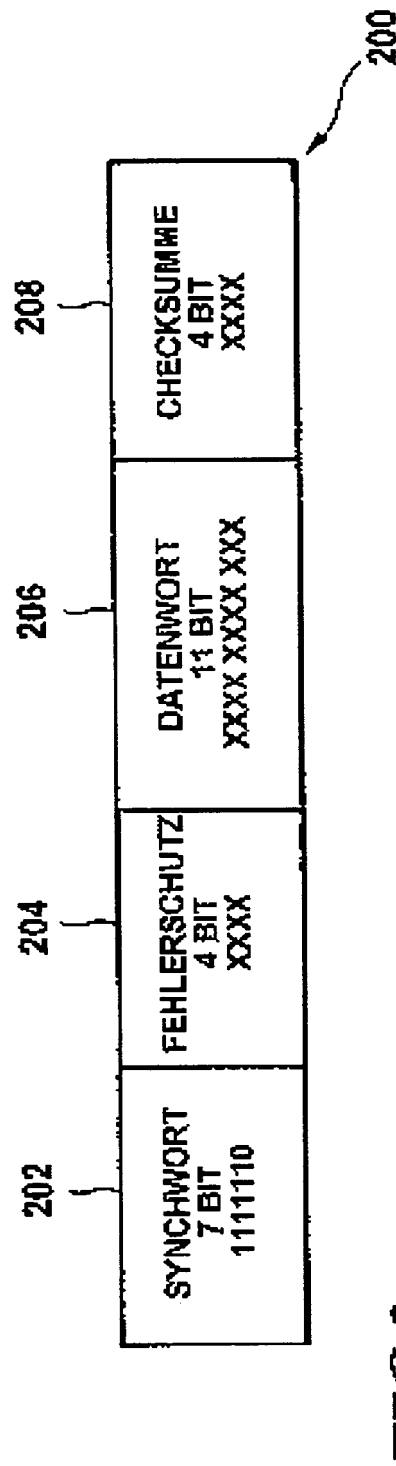
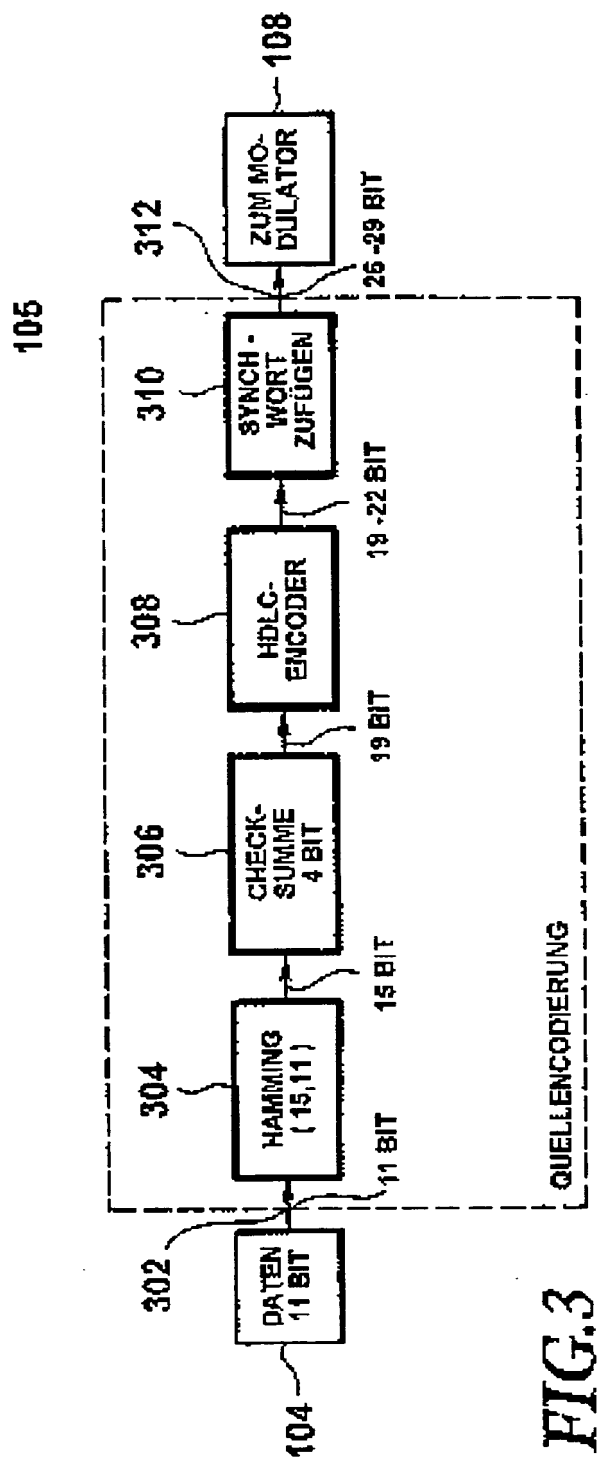


FIG 1



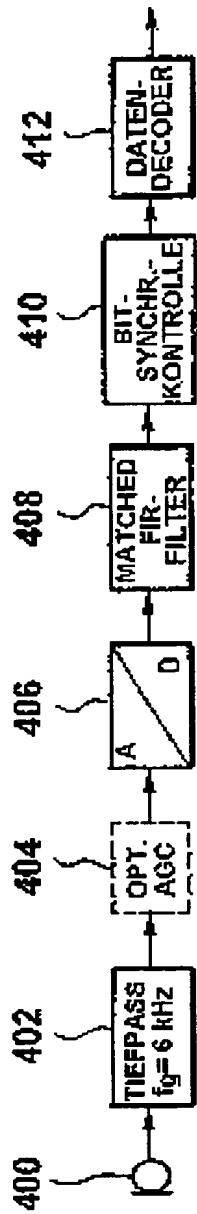


FIG. 4

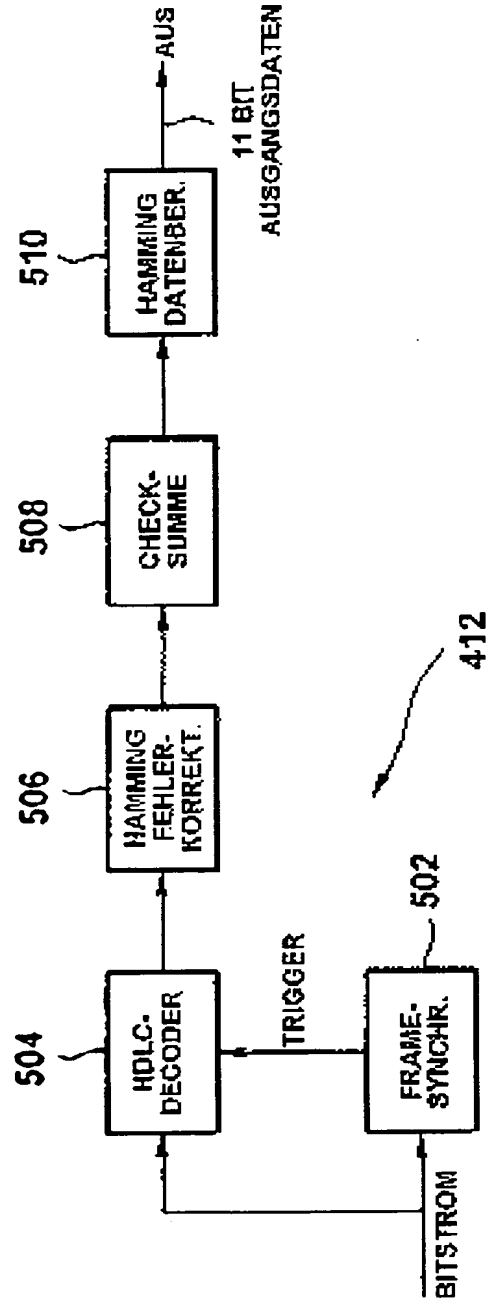
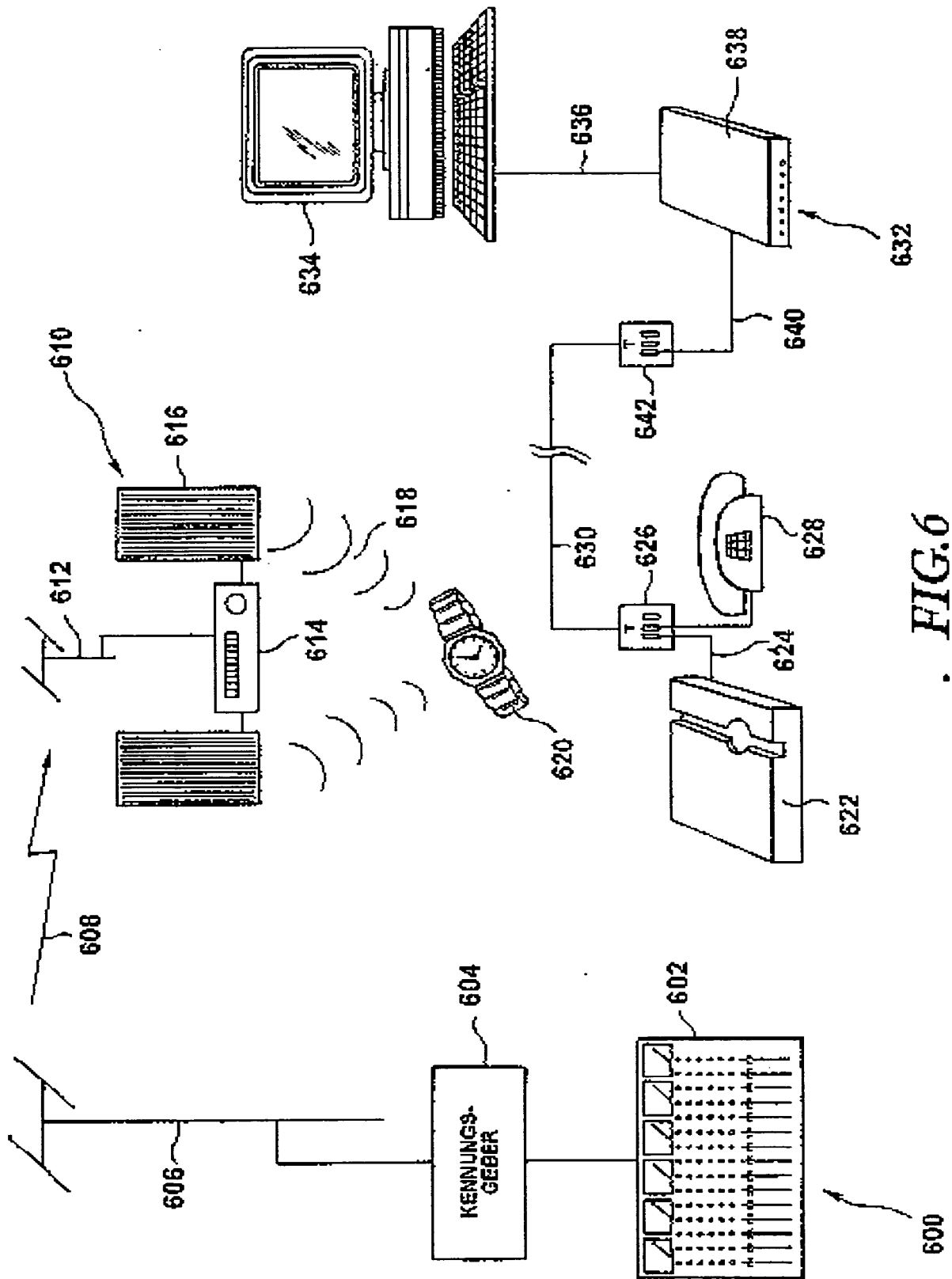


FIG. 5



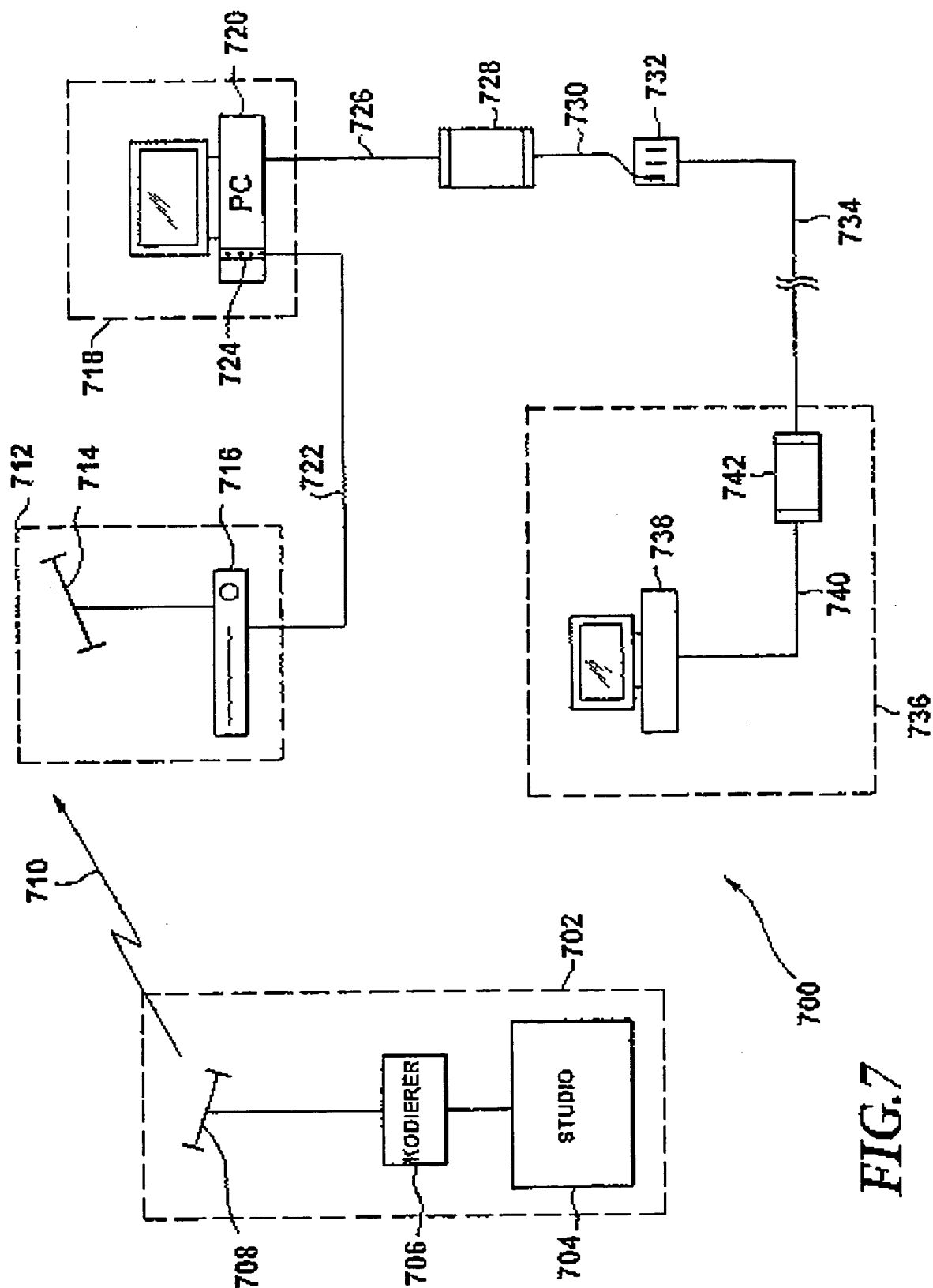


FIG 7

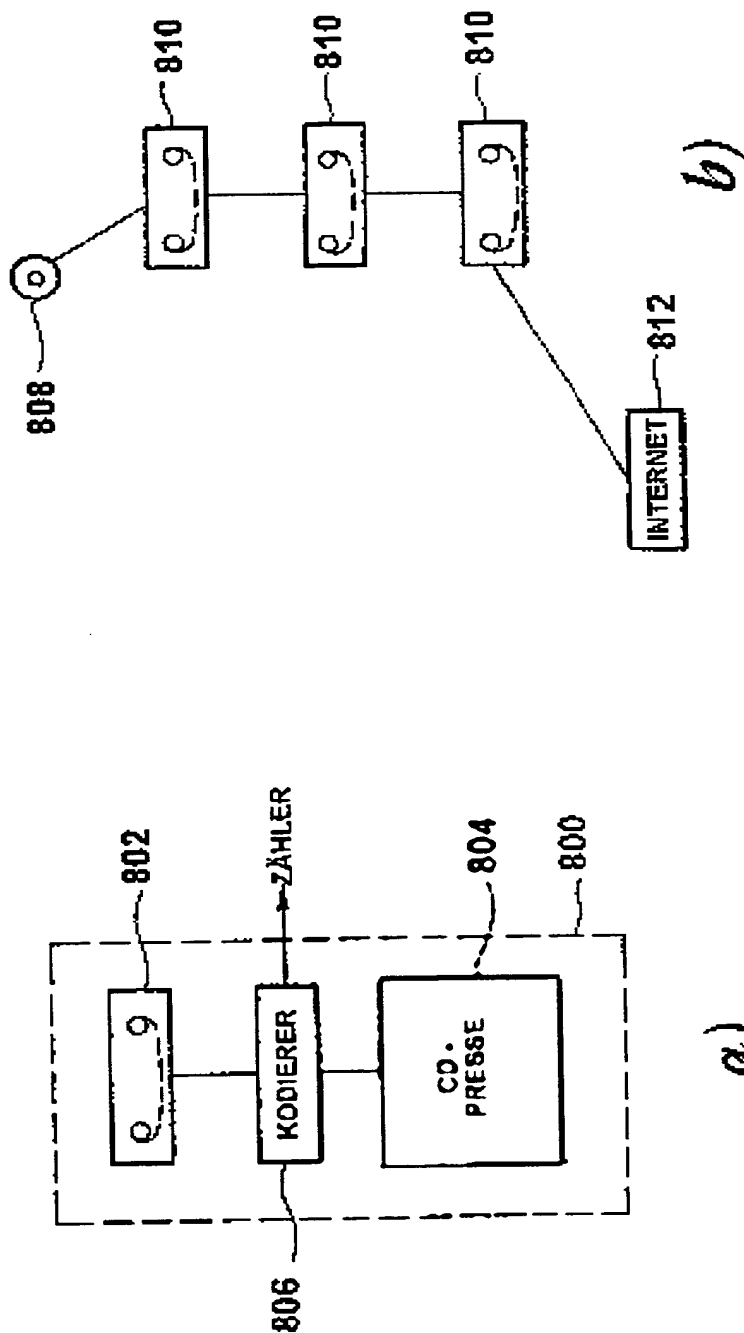


FIG.8

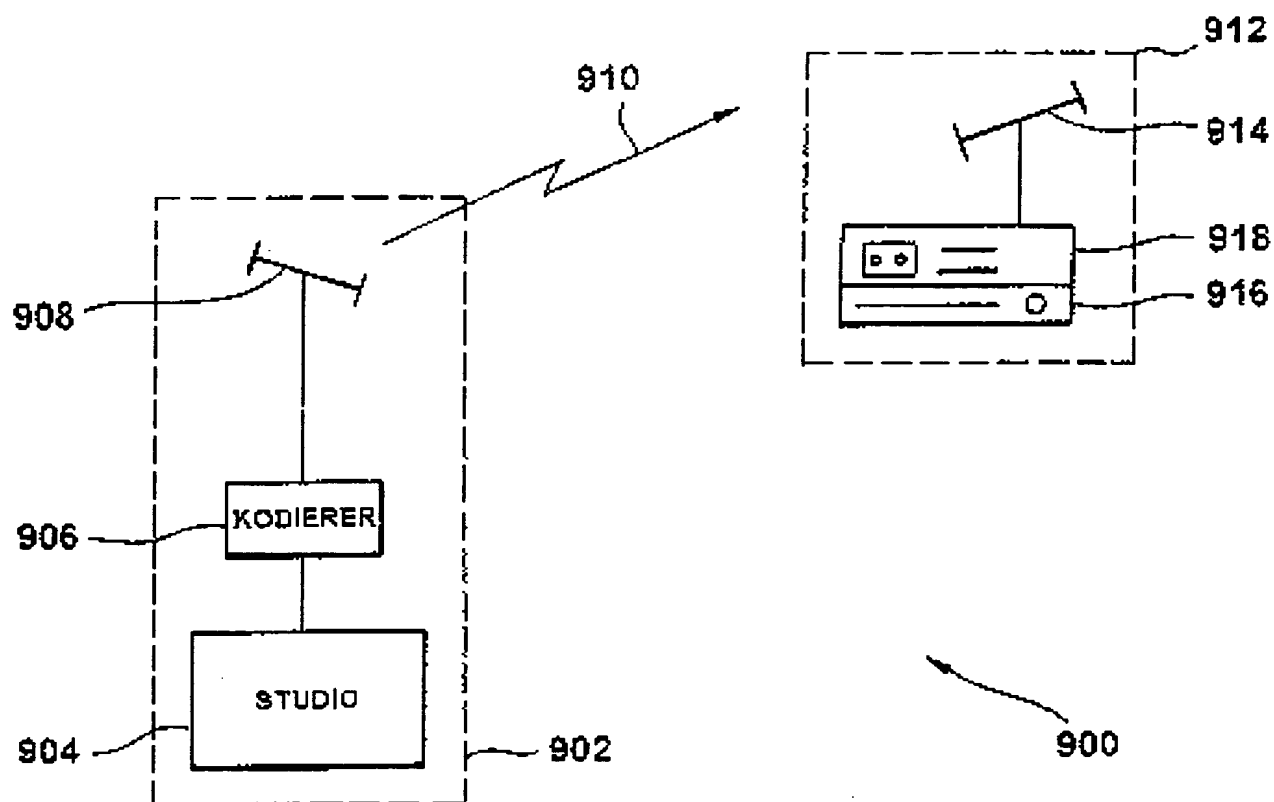


FIG. 9

THIS PAGE BLANK (USPTO)